KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A Radio

ROČNÍK IV/1999. ČÍSLO 2

Amatérské RADIO ŘADA B - PRO KONSTRUKTÉRY

ROČNÍK XLVIII/1999. ČÍSLO 2

V TOMTO SEŠITĚ

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO
Vydavatel: AMARO spol. s r. o.
Redakce: Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax: (02) 57 31 73 10. Šéfredaktor ing. Josef Kellner, sekretářka redakce Eva Kelárková, tel. 543 825, l. 268.
Ročně vychází 6 čísel. Cena výtisku 30 Kč. Celoroční předplatné 180 Kč.
Rozšiřuje PNS a. s., Transpress s. s r. o., Mediaprint a Kapa, soukromí distributoři, informace o předplatném podá a objednávky přijímá Amaro s. s r. o., Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel./fax (02) 57 31 73 13, PNS, pošta, doručovatel.
Objednávky a predplatné v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava, tel./fax (07) 44454559 - predplatné, (07) 44454628 - administratíva. Predplatné na rok 204,- SK.
Podávání novinových zásilek povolila Česká pošta s. p., OZ Praha (čj. nov 6028/96 ze dne 1. 2. 1996).
Inzerci přijímá redakce ARadio, Radlická 2, 150 00 Praha 5, tel.: (02) 57 31 73 11, tel./fax: 57 31 73 10.
Inzerci v SR vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./ fax (07) 44450693.
Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor. Nevyžádané rukopisy nevracíme.
E-mail: a-radio@login.cz
Internet: http://www.spinet.cz/aradio
ISSN 1211-3557

Dějiny přenosu zpráv na dálku

Kapitola z historie elektřiny a magnetismu

Ing. Jiří Peček, OK2QX

Ještě před tím, než se seznámíme s životopisy vědců, kteří se po malých krůčcích nebo skoky zasloužili o poznání zákonů elektrotechniky a o jejich praktické využití, bude vhodné říci si něco o základních poznatcích nebo představách, které mělo lidstvo o jevech s tím souvisejících.

Ve starém Řecku, ale nejen tam - i např. u divošských kmenů v Jižní Americe - znali jev, že po tření některých látek jsou tyto látky schopny přitahovat vlákna lnu, slámy apod. Ale Řecko je nám blíže, proto se zaměřme na tuto oblast. Tam byly elektrické jevy zprvu pozorovány na jantaru. Řekové věřili, že se třením jantar probouzí k životu a působí tak na pohyby v jeho okolí. Za časů Plinia věřili, že se třením mění jantar na magnet. Ovšem tehdy také věřili, že magnet má duši. Např. Číňané magnetovec pojmenovali „milujícím kamenem", „...neboť tulí k sobě železo jako matka své dítky". Znali také schopnost magnetu ukazovat přesně severo-jižní směr a používali jej k orientaci při plavbách na moři.

Kolem roku 1750 vznikly různé fluidové teorie a první matematický zákon, který popisuje magnetismus, vyslovil Charles Augustin Coulomb (1736-1806). Coulomb ukázal, kolikrát je jeden magnet silnější oproti druhému, a dokázal, že vliv určitého magnetického množství slábne se čtvercem vzdálenosti. Tím položil základy dalšímu vědeckému zkoumání těchto vlivů. Mimochodem - jeho teorie nápadně připomíná Newtonův zákon o gravitaci.

Po Coulombovi již přišel Faraday a další...

Dvě jména, která je nutné vyslovit ve spojitosti se zmínkami o elektrických jevech, jsou William Gilbert, který byl lékařem anglické královny Alžběty, a lord Francis Bacon.

V roce 1600 vyšlo Gilbertovo slavné dílo „O magnetu, magnetických tělesech a velkém magnetu Zemi". Je to vlastně první vědecké dílo, které hovoří o elektřině a magnetismu. Gilbert hodně experimentoval a zjistil, že některé látky, když jsou třeny, přitahují předměty hodně, jiné méně a některé vůbec ne. Přitažlivé síle, kterou zkoumal, dal název „elektrická síla". Byl to on, který poprvé slovo elektřina či elektrický použil právě proto, že nejvíce



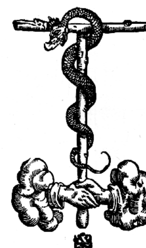
Otočná střelka na hrotu, používaná pro pokusy s elektřinou před Gilbertovým vynálezem elektroskopu [4]

experimentoval s jantarem, a ten se řecky nazývá elektron (stejně jako stříbro s příměsí zlata, nalézané v řekách v tehdejší Malé Asii, ze kterého jsou nejstarší známé mince). Jedny látky nazval idioelektrické (jantar a ty, které se chovaly obdobně), a jiné látky, ve kterých nebylo možné třením elektřinu vybudit, nazval anelektrickými.

Dalším jeho velmi důležitým poznatkem bylo, že jevy elektrické oddělil od magnetických - podle něj se elektrická síla budí třením, magnetická sídlí v magnetu trvale. Od něj je i poznatek, že elektrická síla přitahuje všechny hmoty a magnet jen železo, a dále, že elektrická síla „ve vlhku zaniká", kdežto magnetická se nemění. Ovšem - i u něj to bylo „fluidum roníci se při tření z těles", neboli „fluidum elektricum". Zkonstruoval také první zařízení na zjišťování existence statické elektřiny, elektroskop.

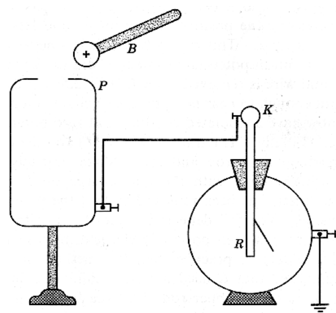
GVILIELMI GIL
BERTI COLCESTREN-
SIS, MEDICI LONDI-
NENSIS,

DE MAGNETE, MAGNETI-
CISQVE CORPORIBVS ET DE MAG-
no magnete tellure; Phyfiologia noua,
plurimis & argumentis, & experimentis demonftrata.



LONDINI
EXCVDEBAT Petrus Short ANNO
MDC.

Titulní strana Gilbertovy knihy „O magnetu" z roku 1600, vydané v Londýně [4]



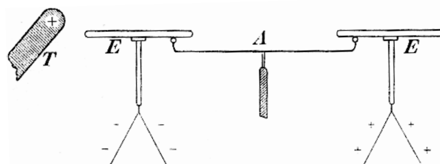
Obrázek k jednomu z Faradayových experimentů. B je elektricky nabitá tyč (+), která se nedotýká vnitřku kovové nádoby P. KR je elektroskop, který se po zasunutí tyče B do nádoby nabije a jeho lístky se rozestoupí. Faraday v tomto pokusu zkoumal „bezdotykové“ působení elektrických nábojů [5]

Po Gilbertovi přišli další - např. Otto Guerricke, purkmistr v Magdeburku, který do velké skleněné kulaté baňky nalil síru, po vychladnutí baňku rozbil a získal tak kouli ze síry, která měla obdobné „přitahovací“ vlastnosti. Jako prvý zaznamenal, že když je předmět ke kouli přitažen hned odskočí a je naopak odpuzován. Poznal také další efekt - když třel kouli ve tmě, začala světélkovat a při přiblížení ruky se ozval i praskot. Podařilo se mu sestrojit i tzv. třecí elektriku. Guerick své poznatky popsal v knize „Nové pokusy“, která vyšla v roce 1672.

Kniha zaujala dalšího experimentátora - Roberta Boyla, který zjistil, že přitažlivá síla je oboustranná, tedy, že nezelektrizované těleso přitahuje těleso zeletrizované. Pomocí vývěvy zjistil, že elektrická síla proniká i vzduchoprázdnem.

Dále to byl experimentátor Wall, který zkoumal jiskry přeskakující ze zelektrizovaného jantaru do jeho prstu a přirovnával je k bleskům a hromům. Světelné efekty elektřiny zase zkoumal Francis Hawskbee, který zkoumal světelné efekty v Toricceliho trubici a správně usoudil, že se jedná o elektrický jev.

Pak to byl optik Stefan Gray, který dělal kolem roku 1730 pokusy s isolanty a vodiči a zjistil, že některými látkami „elektřina utíká“, zatím co jinými ne. Do té doby věřil, že např. tenkost hedvábného vlákna je důvod, proč elektřina z tělesa na něm zavěšeném „neuteče“. Označil tedy látky na vodivé a nevodivé.



Pokus s elektrostatickou influencí. E jsou elektroskopy, T je zelektrizovaná tyč. Po přiblížení tyče má první elektroskop náboj opačný a druhý souhlasný s nábojem tyče. Při oddalování tyče se elektroskopy vybíjejí. Pokud chceme náboj na elektroskopech uchovat, musí se současně s tyčí oddálit i propojka A [6]

Roku 1733 zjistil Dufay (plným jménem Charles Francois du Fay de Cisternay), že existuje dvojí druh elektřiny - „elektřina sklová“ a „elektřina pryskyřicová“. To byl skutečně převratný objev. Sice teorie o existenci dvou druhů elektřiny existovala již dříve, a o tom, zda dva druhy jsou, se učenci přeli, Dufay to však dokázal. „Každá z nich odpuzuje sama sebe, zatím co jeden druh druhý druh přitahuje“. Zabýval se velmi zkoumáním elektrických jisker a dokázal např. nabít lidské tělo tak, že z něj viditelně ve tmě sršely jiskry. Totéž dokazoval, když hladil rukou kočku ležící na hedvábném polštáři.

Jean Desagulier (1683-1744) jako prvý použil pojem izolátor pro látky nevodivé.

Přibližně do tohoto období spadá i objev elektrického kondenzátoru ve formě leydenské láhve, na který přišli Pieter van Musschenbroek a Elvald von Kleist.

Ještě Benjamin Franklin předpokládal, že existuje jen jeden druh elektřiny a tvrdil, že elektrická polarita závisí na tom, zda má těleso mnoho či málo elektřiny. Přišel však na ssací účinek hrotu v blízkosti zelektrovaného tělesa a v roce 1749 navrhl a popsal princip tyčového hromosvodu.

Po publikaci této teorie se ve Francii přírodovědec Georges Buffon a Thomas Francois Dalibard ujali praktické aplikace a v květnu 1752 vztyčili vysokou kovovou tyč a za několik dnů při bouřce pozorovali mezi tyčí a zemí sršení jisker. Tyto pokusy byly později opakovány na mnoha místech, neobešly se ani bez obětí - elektrickým výbojem byl např. v Petrohradě v roce 1753 zabit George Wilhelm Richman.

O rok později pak i u nás Prokop Diviš, farář v Příměticích, vztyčuje svůj hromosvod. Tehdy ovšem byly hromosvody stavěny proto, aby bouřkám zabránily.

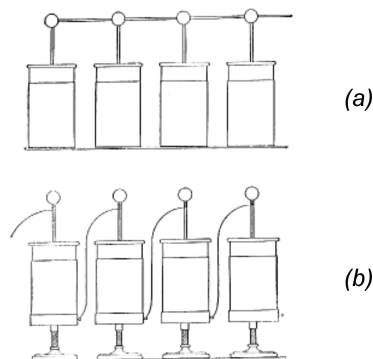
Teprve v roce 1766 Benjamin Wilson správně ukázal, že atmosférickým výbojům nelze předcházet, ale mohou být hromosvodem neškodně svedeny do země.

Prokop Diviš

je jedním z prvých průkopníků, kterého zde můžeme uvést, i když se v jeho případě jednalo spíše o experimentátorství než o vědu jako takovou.

Jmenoval se vlastně Václav Divíšek a narodil se 26. 3. 1689 v Helvíkovicích poblíže Žamberka. Navštěvoval tehdy velmi známou školu kláštěra v Louce u Znojma, v zápise do latinské školy najdeme jeho jméno jako Wenceslaus Dibisch.

V roce 1726 byl vysvěcen na kněze a v uvedeném klášteře pak do roku 1735 vyučoval filozofii a údajně prováděl i fyzikální pokusy. Na salzburské univerzitě získal v roce 1733 doktorát teologie a od roku 1736 až do smrti na Vánoce roku 1765 žil na faře v Příměticích (mimo let 1741 až 1742, kdy vykonával funkci převora louckého kláštera).



Paralelní (a) a sériové (b) zapojení leydenských lahví [2]

Že se mimo duchovních věcí staral i o věci pozemské, svědčí např. práce na budování vodovodu pro loucký klášter a později přímětickou faru, jeho konstrukce unikátních hudebních nástrojů, z nichž tzv. denisdor uměl napodobit zvuky různých nástrojů a vzbudil značnou pozornost, i když se dnes o něm prakticky neví. Měl k dispozici třecí elektriku a vyrobil si i leydenské láhve, experimentoval se statickou elektřinou a své pokusy dokonce předváděl císaři ve Vídni.

V louckém kláštěře pak zhotovil v roce 1754 „meteorologický stroj“, což byl železný kříž ve výši 15 m (později v Příměticích přes 41 m) na stožáru, na ramenech kříže byly další tyče a na jejich konci byly krabice s kovovými pilinami a v těch nastrčeny kovové hroty. Konstrukce byla se zemí spojena třemi řetězy. Smysl byl ten, aby se z mraků odsával elektrický náboj a tím předcházelo ničivým bouřím a krupobití. Přišlo však dlouhé suché období a neúroda, sedláci se domnívali, že příčinou je právě Divišův stroj, a klášter nechal hromosvod odstranit. Později Diviš tento hromosvod vztyčil v roce 1761 na věži přímětického kostela.

Věnoval se i vlivům elektřiny na živé organismy, dopisoval si s dalšími experimentátory a své poznatky zveřejnil v pojednání „Theorie von der meteorologischen Elektricite - Magia naturalis“, které vyšlo dokonce ve dvou vydáních. V loňském roce uplynulo 300 let od jeho úmrtí.

Od tohoto období se již začala rozvíjet novodobější historie elektrotechniky, jejíž vývojové etapy si ukážeme na dalších životopisech jednotlivých vědců.

Literatura

[1] *Haubelt, J.:* Život a dílo V. P. Diviše. Vysoké Mýto 1982.
[2] *Novák, V.:* O magnetismu a elektřině. J. Otto, Praha b.r.
[3] *Netoliczka, E.:* Illustrierte Geschichte der Elektricität. Wien 1886.
[4] *Gilbert, W.:* O magnetu, magnetických tělesech a velkém magnetu - Zemi. Nakladatelství AV SSSR, Moskva 1959.
[5] *Scott, W., T.:* The physics of electricity and magnetism. New York 1959.
[6] *Novák, V.:* Fysika. Praha 1932.

ZAJÍMAVÉ INTEGROVANÉ OBVODY

Zdeněk Kotisa

V dnešní době je nabídka zahraničních integrovaných obvodů velmi široká, poněkud problematické je získání jejich technických parametrů a praktických zapojení. Obvody, jejichž popis zde předkládám, byly vybrány s ohledem na jejich dostupnost, nákupní cenu a efekt při jejich použití.

Přehled obvodů, které jsou popsány v tomto sešitě Konstrukční elektroniky je v tab. 1. Všechny popisované obvody je možno si objednat na adrese, uvedené na str. 34.

Tab. 1. Přehled integrovaných obvodů, popsaných v této publikaci

Typ	Popis funkce	Výrobce	Strana
SAB0529	Programovatelný digitální časovač	Siemens	str. 3
TL497	Spínací regulátor	Texas Instruments	str. 8
SAA1027	obvod pro řízení krokových motorků	Philips	str. 9
LM3900	Nortonův operační zesilovač	National Semiconductors	str. 11
CA3080	Transkonduktanční operační zesilovač	RCA	str. 16
SL1640	Dvojitě vyvážený směšovač	GEC Plessey	str. 17
NE602	Dvojitě vyvážený směšovač a oscilátor	Philips	str. 18
NE604	Mezifrekvenční zesilovač pro FM s malým příkonem	Philips	str. 20
ZN414Z	Přijímač pro AM	GEC Plessey	str. 23
ZN415E	Přijímač pro AM	GEC Plessey	str. 23
ZN416E	Přijímač pro AM	GEC Plessey	str. 23
NE5044	Programovatelný sedmikanálový kodér pro proporcionální RC soupravy	Philips - Signetics	str. 25
KA2181	Předzesilovač pro přijímač IČ dálkového ovládání	Samsung	str. 28
SAB3210	Kodér pro vysílač dálkového ovládání IČ světlem	Siemens	str. 29
SAB3209	Dekodér pro přijímač dálkového ovládání IČ světlem	Siemens	str. 32
SDA2008	Kodér pro vysílač dálkového ovládání IČ světlem	Siemens	str. 34

Programovatelný digitální časovač SAB0529

Tento zajímavý obvod [1] nabízí firma Siemens pro využití jako velmi přesného programovatelného časovače v rozsahu spínacích časů od 1 s do 31,5 hodiny. K napájení obvodu a jako časová základna se využívá síť 230 V/ /50 Hz. Přesnost časovače je dána přesností síťového kmitočtu.

Možné aplikace časovače jsou:

- Spínací časové hodiny.
- Schodišťové automaty.
- Řízení laboratorních přístrojů.
- Průmyslová automatizace.
- Měřiče provozních hodin.
- Automatické zpoždění zapínaní a vypínaní různých zařízení.

Výhody při použití časovače typu SAB0529 jsou:

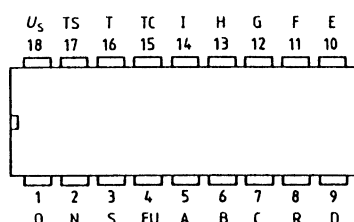
- Možnost napájení přímo ze sítě nebo malým stejnosměrným napětím.
- Časovou základnu vytváří síťový kmitočet 50 Hz.
- Možnost řídit triaky s napěťovou synchronizací pro činné zátěže nebo s proudovou synchronizací pro indukční a kapacitní zátěže.
- Řídicí proud triaku až do 100 mA.
- Výstupní trvalý proud pro ovládání relé maximálně 100 mA.
- Osm přesahujících se časových rozsahů od 1 s do 31,5 hodiny.
- Dva druhy provozu - zpožděné zapnutí, zpožděné vypnutí.
- Na přání zákazníka a při odběru minimálního množství obvodů mohou být časy maskově naprogramovány již při výrobě, čímž se minimalizuje počet vnějších součástek zapojení.

Popis obvodu

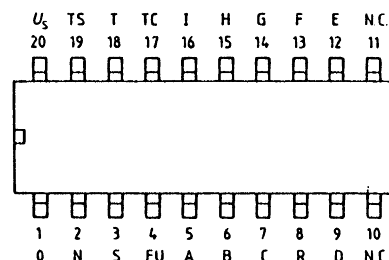
Obvod SAB0529 se dodává v pouzdru DIL18, obvod SAB 0529G ve dvacetivývodovém pouzdru SO-20-L pro povrchovou montáž, kde vývody *10* a *11* nejsou obsazeny. Zapojení vývodů obou pouzder je na obr. 1. Popis signálů na vývodech obvodu je v tab. 2. Vnitřní blokové zapojení obvodu je na obr. 2.

Základních osm časových intervalů (časů) je získáno dělením síťového kmitočtu děličkami 1:50, 1:60, 1:10 a 1:3. K předvolbě základních časů použijeme vstupů A, B, C podle tab. 3.

Nastavený základní čas je v následujících klopných obvodech 1, 2, 4, 8, 16 a 32 prodloužen odpovídajícím násobkem. Časové zpoždění na výstupu T odpovídá propojení jednoho z výstupů D až I s vývodem R. Spojí-li



a)



b)

Obr. 1. Zapojení vývodů obvodů SAB0529 (a) a SAB0529G (b)

Tab. 2. Popis vývodů obvodu SAB0529

SAB0529	SAB0529G	Symbol	Funkce
1	1	O	Zemnicí vývod
2	2	N	Síťové napětí přes předřadný rezistor
3	3	S	Start
4	4	FU	Přepínání funkce
5	5	A	Programování základního času
6	6	B	Programování základního času
7	7	C	Programování základního času
8	8	R	Vynulování
9	9	D	Základní čas x 1
10	12	E	Základní čas x 2
11	13	F	Základní čas x 4
12	14	G	Základní čas x 8
13	15	H	Základní čas x 16
14	16	I	Základní čas x 32
15	17	TC	Nastavení režimu triaku
16	18	T	Buzení triaku
17	19	TS	Synchronizace triaku
18	20	U_S	Kladné napájecí napětí

Tab. 3. Předvolba časů u obvodu SAB0529

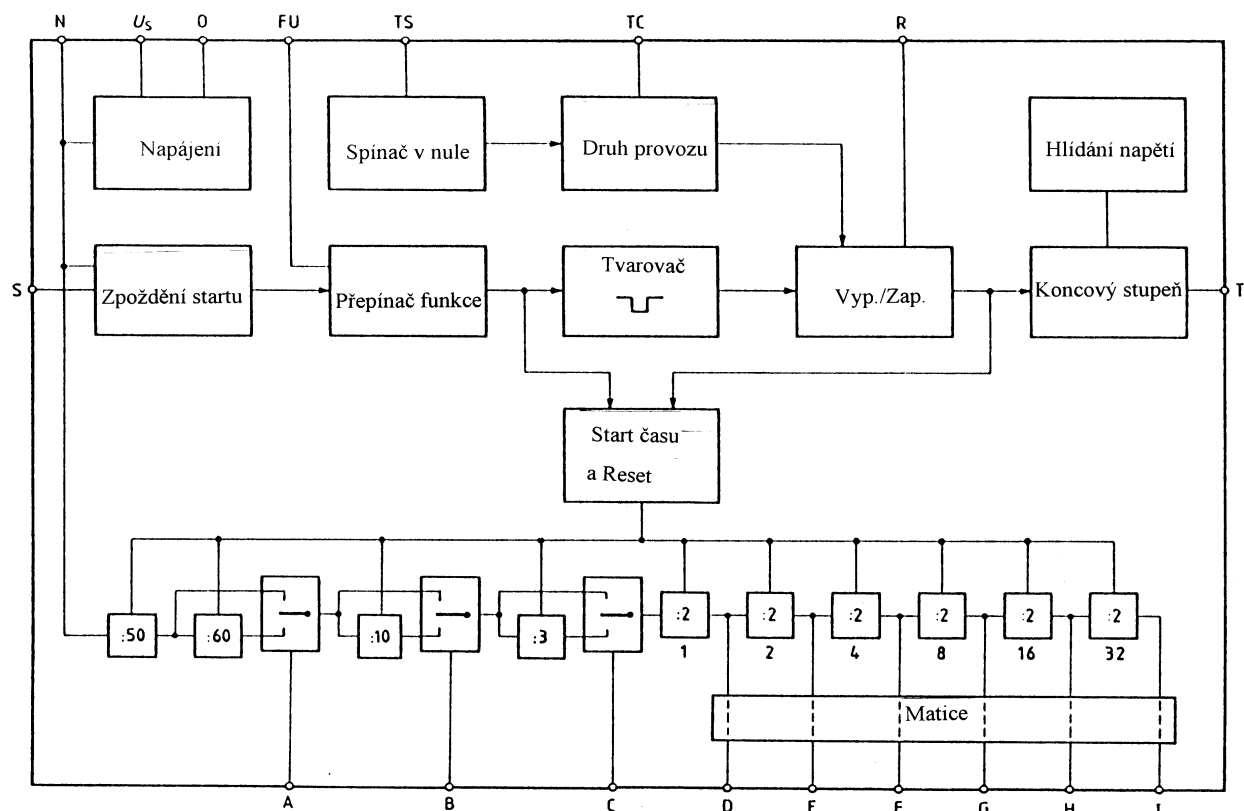
Rozsah	A	B	C	Základní čas	Maximální čas
1	L	L	L	1 s	63 s (cca 1 min.)
2	L	L	H	3 s	189 s (cca 3 min.)
3	L	H	L	10 s	630 s (10,5 min.)
4	L	H	H	30 s	1890 s (31,5 min.)
5	H	L	L	1 min.	63 min. (cca 1 h)
6	H	L	H	3 min.	189 min. (cca 3 h)
7	H	H	L	10 min.	630 min. (10,5 h)
8	H	H	H	30 min.	1890 min. (31,5 h)

Úrovně L a H jsou vztaženy k vývodu O, takže L = 0 V, H = U_S

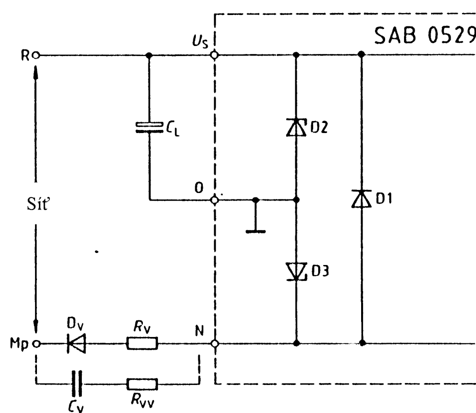
se některé z vývodů D až I s R, odpovídající časy se sčítají. Např. (předpokládáme síťový kmitočet 50 Hz) při nastaveném základním čase 1 s (vývody A, B i C v úrovni L) a propojení vývodů D (x1), F (x4) a I (x32) s R (součet násobků je 37) je výsledný čas 37 s. Obvod můžeme vynulovat („resetovat") během odpočítávání času přivedením úrovně H (tj. napětí U_S) na vývod R (v tomto případě je třeba mezi vývod R a vývody D až I zařadit oddělovací rezistory, protože vývody D až I nejsou zkratuvzdorné vůči U_S) nebo vypnutím a zapnutím napájení. Použijeme-li na vývodu R přepínač a nechceme-li při přepínání zrušit probíhající odpočítávání času, musí být mezi vývody R a O připojen vhodný kondenzátor. Při zapnutí napájení se obvod vynuluje („resetuje") automaticky. Je-li vývod S v úrovni L, probíhá start odpočítávání času bez zpoždění.

Obvod lze napájet přímo ze sítě nebo stejnosměrným napětím +5 V.

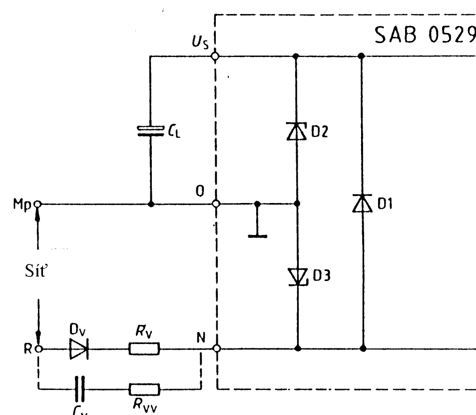
Napájení ze sítě je realizováno přes předřadný rezistor R_V - viz obr. 3a. Během kladné půlvlny teče proud z fázového vodiče přes diody D2, D3, předřadný rezistor R_V a diodu D_V do nulového vodiče. Dioda D_V omezuje výkonovou ztrátu na rezistoru R_V na polovinu. Není-li dioda D_V použita, protéká proud při záporné půlvlně napětí diodou D1. Vnitřní dioda D2 stabilizuje napájecí napětí U_S na velikost 6,8 V. Jednocestně usměrněné napětí vyhlazuje vnější elektrolytický kondenzátor C_L. Obr. 3a představuje obvyklou variantu síťového napájení pro ří-



Obr. 2. Blokové schéma obvodu SAB0529



Obr. 3a. Síťové napájení obvodu SAB0529 pro buzení triaku



Obr. 3b. Varianta síťového napájení s ukostřeným nulovým vodičem

zení triaku. Varianta podle obr. 3b ukazuje situaci, kdy je nulový vodič spojen se zemí. Napájecí napětí časovače je menší o úbytek na diodě D1 v propustném směru.

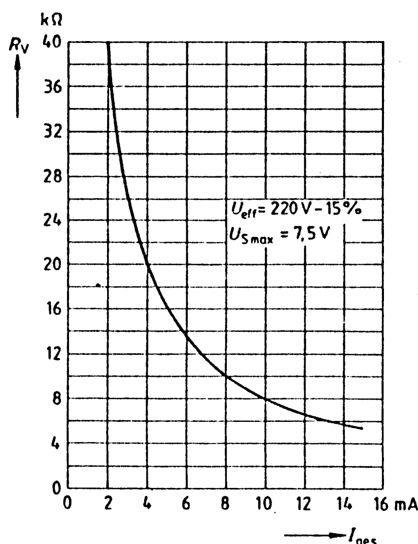
Proud I_{celk} ,tekoucí předřadným rezistorem R_V, se skládá z napájecího proudu integrovaného obvodu I_S ($I_{S\,max}$ ≤ 2,5 mA) a výstupního proudu I_A (při buzení triaku je to střední aritmetická hodnota impulsního výstupního proudu). Maximální špičkový proud v bodě N nesmí překročit velikost 35 mA. Pro zjednodušený výpočet předřadného odporu R_V platí:

$$R_V \leq \frac{0{,}45 \cdot U_{ef\,min} - 0{,}5 \cdot U_{S\,max}}{I_{celk}},$$

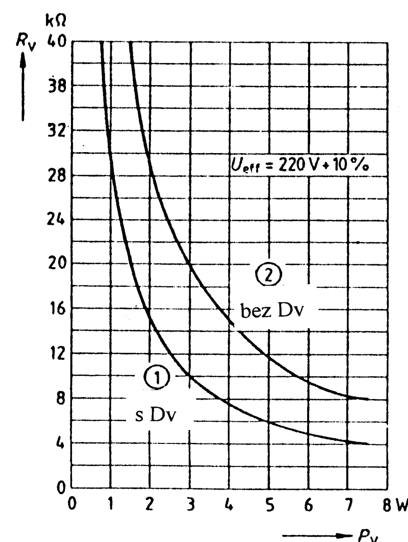
kde $U_{ef\,min}$ je minimální síťové napětí ve [V] (obvykle se dosazuje 230 V -10 %) a $U_{S\,max}$ je maximální napájecí napětí obvodu ve [V] (7,5 V). Proud I_{celk} se dosazuje v [A] a R_V v [Ω].

Odpor rezistoru R_V může být v závislosti na celkovém proudu I_{celk} při napětí $U_{eff\,min}$ = (220 V -15 %) určen z grafu na obr. 4. Křivky na obr. 5 vyjadřují výkonovou ztrátu P_V na předřadném rezistoru při použití diody D_V a bez použití diody D_V.

Při větší výkonové ztrátě na předřadném odporu R_V se doporučuje nahradit D_V a R_V sériovou kombinací



Obr. 4. Odpor R_V předřadného rezistoru v závislosti na celkovém proudu I_{celk} (I_{celk}=I_{ges}) při napětí 220 V -15 %



Obr. 5. Výkonová ztráta P_V na předřadném rezistoru R_V při použití diody D_V a bez použití diody D_V

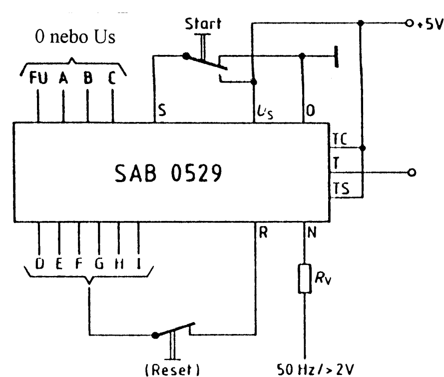
předřadného kondenzátoru C_V a ochranného rezistoru R_{VV}. Kapacitu C_V vypočteme pro síťový kmitočet 50 Hz ze vzorce:

$$C_V = \frac{3{,}5}{R_V},$$

kde R_V je odpor nahrazovaného rezistoru. Do vzorce dosazujeme C_V v [μF] a R_V v [Ω]. Rezistor R_{VV} omezuje proud při zapnutí a chrání obvod. Jeho odpor by měl být:

$$R_{VV} \geq 0{,}2 \cdot R_V .$$

Filtrační kondenzátor C_L má za úkol vyhladit zbytky sřídavého napětí po usměrnění. Kapacita kondenzátoru C_L se vypočítá podle vzorce:



Obr. 6.

$$C_L \geq \frac{I_{celk} \cdot t_{vyb}}{\delta U_S},$$

kde δU_s je zbytkové střídavé napětí ve [V] (obvykle volíme δU_s ≤ 0,5 V), t_{vyb} je vybíjecí čas v [s], závislý na síťovém napětí U_{ef}. Při sinusovém střídavém napětí o kmitočtu 50 Hz a při U_{ef} ≥ 24 V platí, že t_{vyb} ≤ 13 ms.

Pokud se mají eliminovat krátkodobé výpadky síťového napětí, je třeba volit kapacitu kondenzátoru C_L větší než vypočtenou (např. 1000 μF pro výpadky síťového napětí kratší než 2 s).

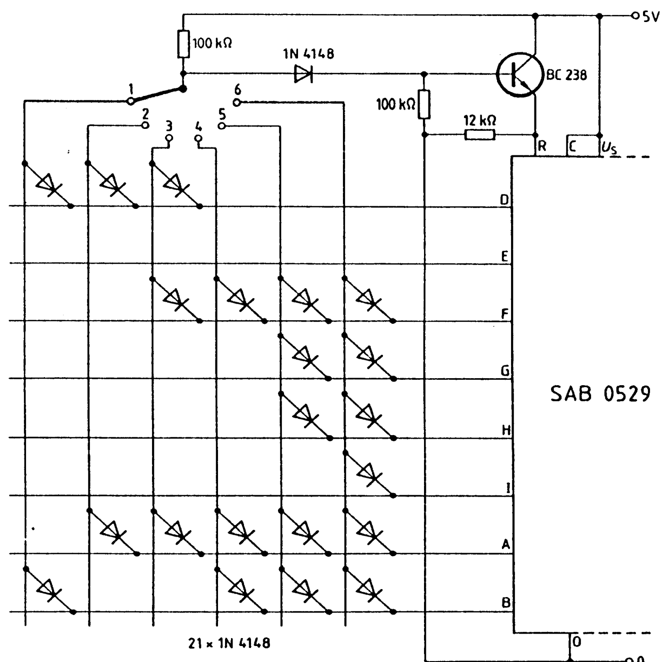
Napájení obvodu stejnosměrným napětím +5 V je na obr. 6. Obvod lze také napájet napětím větším než +10 V, které přivedeme na napájecí vstup U_S přes předřadný rezistor.

Spojování vývodů A až I s vývodem R může být realizováno různými způsoby, např. jednoduchými přepínači nebo přepínači DIL podle váhového kódu jednotlivých bitů.

Jinou možností je použít palcové přepínače (Contraves) s kódem BCD nebo hexadecimálním, které připojíme k vývodům D až I obvodu podle obr. 7. V tabulce na obr. 7 jsou vypsány činitele násobení, které lze palcovými přepínači nastavit. Těmito činiteli pak musíme násobit základní čas, určený stavem vývodů A až C obvodu.

	R G F E D / 8 4 2 1	R H G F E / 8 4 2 1	R I H G F / 8 4 2 1	
BCD	0	0	0	HEX
BCD	1	2	4	HEX
BCD	2	4	8	HEX
BCD	3	6	12	HEX
BCD	4	8	16	HEX
BCD	5	10	20	HEX
BCD	6	12	24	HEX
BCD	7	14	28	HEX
BCD	8	16	32	HEX
BCD	9	18	36	HEX
	10	20	40	HEX
	11	22	44	HEX
	12	24	48	HEX
	13	26	52	HEX
	14	28	56	HEX
	15	30	60	HEX

Obr. 7. Nastavení činitelů násobení

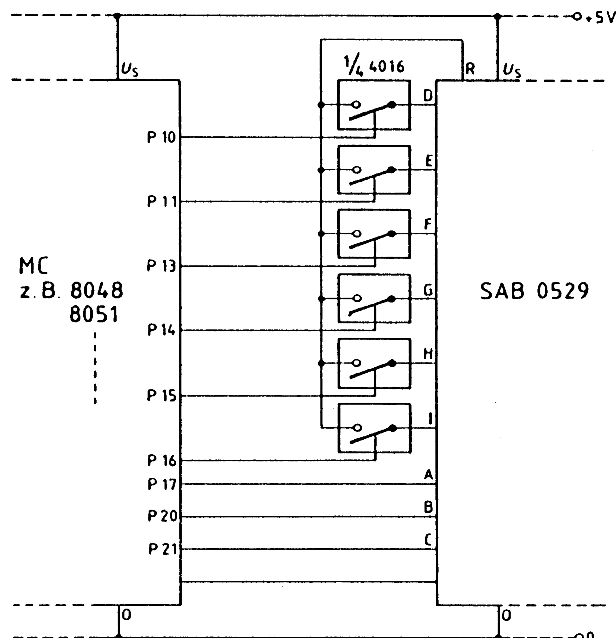


Kódovací tabulka

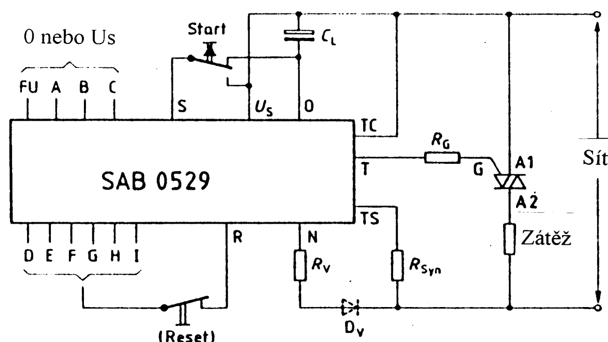
Poloha přepínače	Čas *)	D	E	F	G	H	I	A	B	C
1	30 s	X							X	X
2	3 Min	X						X		X
3	15 Min	X		X				X		X
4	2 h			X				X	X	X
5	14 h			X	X	X		X	X	X
6	30 h			X	X	X	X	X	X	X

*) Časy platí pro kmitočet sítě 50 Hz

Obr. 8. Kódování spínacích časů pomocí diodové matice



Obr. 9 Řízení obvodu SAB0529 mikropočítačem



Obr. 10. Napěťová synchronizace při činné zátěži

Má-li být nastavováno přepínačem několik rozdílných časů, lze doporučit použití diodové matice, jak znázorňuje obr. 8. Kódovací tabulka na obrázku zjednodušuje nasazení diod do matice.

Časovač lze též nastavovat logickými signály z výstupních portů jednočipového mikropočítače, jak ukazuje obr. 9. Propojení programovacích vstupů D až I s vývodem R (Reset) je zde realizováno spínači CMOS, které jsou ovládány počítačem. Vstupy A, B a C pro nastavení základního času mohou být řízeny výstupními porty počítače přímo, protože mají velký vstupní odpor. Z dalšího výstupního portu může být tento časovač startován.

Příklady aplikací

Řízení triaků

Zapojení obvodu SAB0529 pro řízení triaku je na obr. 10. Pomocí vývodů TS a TC lze přepínat různé druhy provozu - napěťovou nebo proudovou synchronizaci a trvalé buzení.

Při spínání činné zátěže triakem se používá **napěťová synchronizace**. Vývod TC je spojen s napájecím napětím U_s a výstup T je spojen se spínačem v nule. Výstup T je vodivý, je-li napětí U_{TS} v intervalu od U_S - 1,3 V do U_S + 1,3 V (viz průběh napětí U_T na obr. 11). Odpor synchronizačního rezistoru R_{SYN} určuje délku t_Z zapalovacího impulsu triaku. Pro velmi malý úhel zapálení platí vztah:

$$R_{SYN} \geq \frac{U_{ef} \cdot \sqrt{2} \cdot 2\pi \cdot f \cdot t_{t/2} - 1{,}3}{I_{TS}}.$$

Délka zapalovacího impulsu t_Z se vypočítá ze vztahu:

$$t_Z = \frac{I_{H\max} \cdot U_{ef\max}}{P_{L\min} \cdot \sqrt{2\pi} \cdot f},$$

kde $I_{H\max}$ je maximální přidržovací proud triaku a $P_{L\min}$ je minimální příkon spotřebiče.

Z obou rovnic pak dostaneme:

$$R_{SYN} \geq \frac{\frac{U_{ef\min} \cdot I_{H\max}}{P_{L\min}} - 1{,}3}{I_{TS\min}},$$

kde $I_{TS\min}$ = 18 μA.

Na obr. 12 je závislost odporu rezistoru R_{SYN} na příkonu P_L zátěže a jako parametr je zde uveden přidržovací proud I_H triaku. Přitom je zohledněno kolísání síťového napětí o -15 %. Odpor rezistoru R_G určuje velikost zapalovacího výstupního proudu I_G podle vzorce:

$$R_G = \frac{U_{S\min} - U_{TO\max} - U_{GT\max}}{I_{GT\max}},$$

kde U_{TO} je zbytkové napětí výstupu T, U_{GT} je zapalovací napětí a I_{GT} je zapalovací proud triaku.

Pro aritmetickou střední hodnotu výstupního proudu I_A platí:

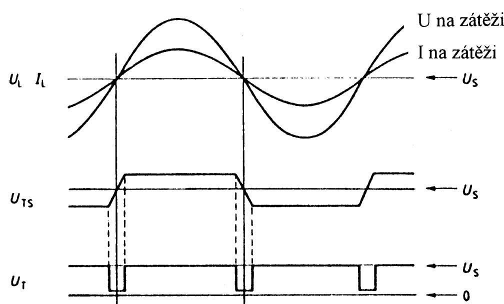
$$I_A = 2 \cdot I_{GT} \cdot \frac{t_{z\max}}{T},$$

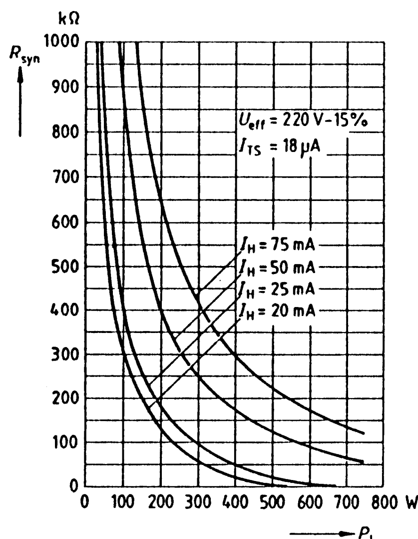
$$I_A = 2 \cdot I_{GT\max} \cdot \frac{R_{SYN\max} \cdot I_{TS\max} + 1{,}3}{U_{ef\min} \cdot \sqrt{2} \cdot \pi},$$

kde $I_{TS\max}$ = 81 μA.

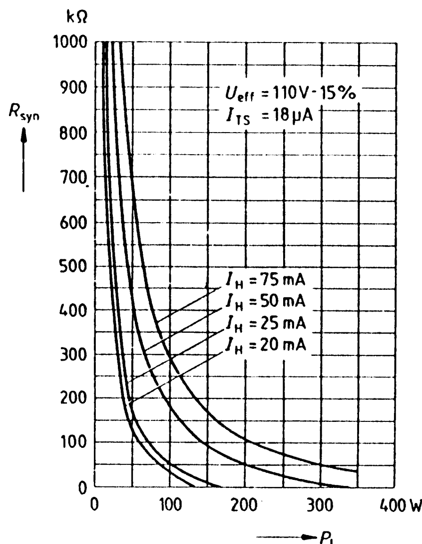
Střední hodnotu proudu I_A potřebujeme znát pro výpočet odporu R_V.

Obr. 11. Průběhy signálů při napěťové synchronizaci





Obr. 12a. Odpor synchronizačního rezistoru R_{SYN} v závislosti na příkonu P_L spotřebiče při síťovém napětí U_{ef} = 220 V - 15 %



Obr. 12b. Odpor synchronizačního rezistoru R_{SYN} v závislosti na příkonu P_L spotřebiče při síťovém napětí U_{ef} = 110 V - 15 %

Při spínání jiné než činné (jalové) zátěže (např. indukční) bude využita **proudová synchronizace**. V tomto případě je vývod TC připojen přes kondenzátor C_e na vývod O. Výstup T je přes vnitřní monostabilní klopný obvod spojen se spínačem v nule. Výstup T vyšle impuls (jehož délku určuje kapacita kondenzátoru C_e), když je napětí U_{TS} menší než U_S - 1,3 V, nebo když je větší než U_S + 1,3 V (viz obr. 13 a obr. 14). Kapacitu kondenzátoru C_e určíme ze vzorce:

$$C_e = \frac{20}{0{,}9} \cdot t_{z\,max},$$

kde $t_{z\,max}$ dosazujeme v [s] a C_e vyjde v [μF].

R_{SYN}, R_G a I_A vypočítáme podle již uvedených vztahů.

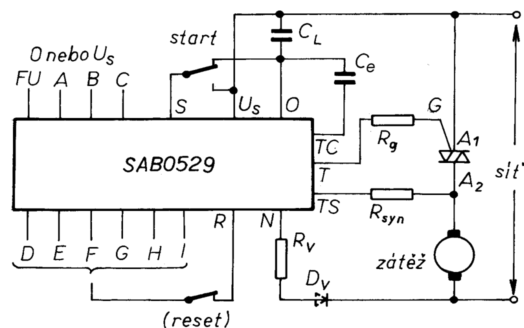
Spojíme-li vývody TC a TS s vývodem napájecího napětí U_S, pak je po příchodu startovacího impulsu výstup T trvale vodivý. Toto zapojení se uplatní pro libovolné zátěže, triak je **trvale buzen**. Místo triaku lze použít i jiné spínače. Trvalé buzení triaku má tu výhodu, že mohou být připojeny i zátěže o velmi malém příkonu.

Časovač pro nabíječku

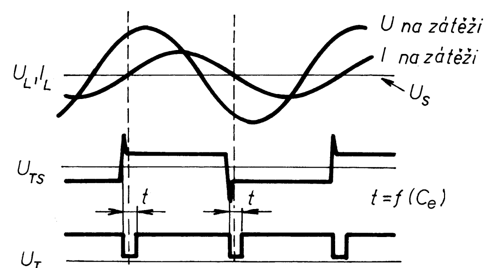
U mnoha nabíječek akumulátorů NiCd není hlídán čas nabíjení. Pro tyto články volíme obvykle nabíjecí dobu 14 hodin při nabíjecím proudu rovném číselně desetině kapacity jednoho článku. Jako časovač pro nabíječku lze výhodně aplikovat obvod SAB0529.

Schéma zapojení časovače k nabíječce je na obr. 15. Obvody nabíječky mohou být umístěny např. v plastové krabičce se síťovou zástrčkou. Nabíjení se pro jednoduchost začne pouhým zasunutím síťové šňůry časovače do síťové zásuvky. Čas nabíjení může být maximálně 15 hodin, přičemž konkrétní čas volíme např. hexadecimálním přepínačem.

Provoz přímo ze sítě, trvalé buzení triaku do malé zátěže a přesné nastavení času předurčují časovač SAB/0529 ideálně pro tento účel.

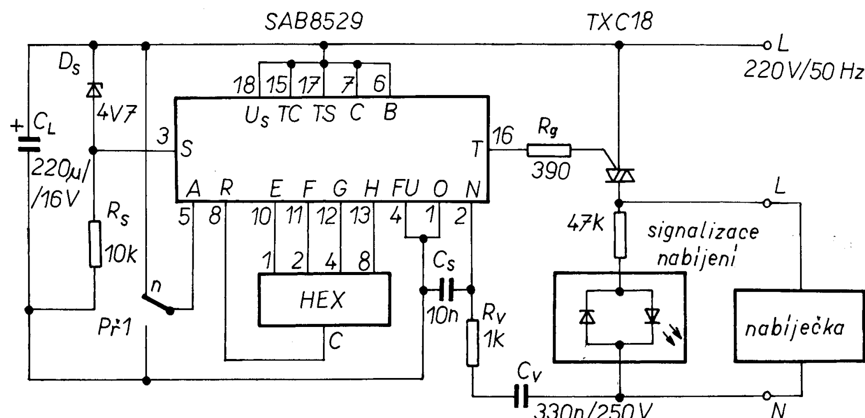


Obr. 13. Proudová synchronizace při jalové zátěži



Obr. 14. Průběhy signálů při proudové synchronizaci

Počátek nabíjení (nastartování obvodu) začíná připojením síťového napájecího napětí. Startovací impuls se objeví na vstupu S, dosáhne-li napětí na časovači minimální velikost 4,5 V. Až do tohoto okamžiku musí být na startovacím vstupu S nulový potenciál. Start proběhne se vzestupnou hranou startovacího impulsu na vývodu S. Spínací práh vstupu S je 0,6 V. Rozdíl mezi napětím vnitřní Zenerovy diody (typicky 6,8 V) a napětím vnější Zenerovy diody (typicky 4,7 V) musí být větší než 1 V, aby bezpečně přesahoval spínací práh vstupu S. Tím je zaručen bezproblémový start obvodu. Odpor rezistoru Rs je navržen tak, aby pro maximální vstupní proud (20 μA) při úrovni L byl úbytek napětí na Rs menší než minimální napětí prahu sepnutí (0,3 V) vstupu S.



Obr. 15. Zapojení časovače k nabíječce

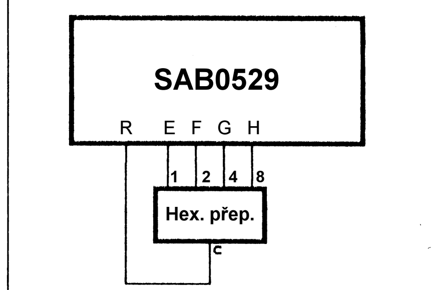
Spínací časy je v principu možno nastavit v rozmezí od 1 s do 31,5 h. Z ekonomických důvodů je zde pro volbu času použit hexadecimální přepínač.

Vývody A, B, C jsou připojeny k vývodu *Us* a tím je určen základní čas 0,5 h. Spojením programovacích výstupů E, F, G, H s vývodem R (reset) přes hexadecimální přepínač je možno volit časy nabíjení od 1 do 15 h., jak znázorňuje tabulka na obr. 16.

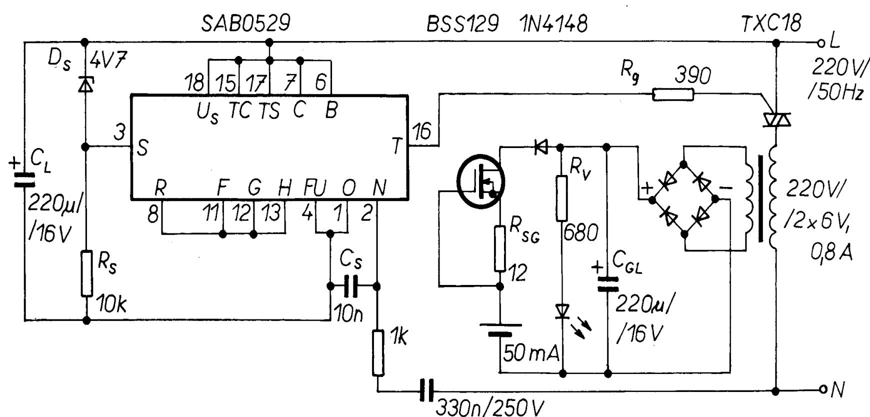
Protože nabíječka představuje nepatrnou zátěž, nedosahuje její napájecí proud potřebné velikosti přídržného proudu triaku. Proudově synchronizované, bezeztrátové řízení triaku tedy není možné. Proto musí být použito trvalého buzení triaku - vývody TC a TS jsou připojeny k napájecímu napětí U_S. Zapojení vyžaduje triak s malým zapalovacím proudem. Zde byl zvolen typ TXC18 se zapalovacím proudem 5 mA. Maximální zátěž je omezena ztrátovým výkonem triaku a jeho chlazením.

Časovač je napájen přímo ze sítě přes kondenzátor. Kondenzátor v přívodu síťového napájení omezuje ztrátový výkon, který by vznikal při použití předřadného rezistoru. Rezistor Rv omezuje proud při zapnutí a tím chrání integrovaný obvod. Vnitřní Zenerova dioda obvodu stabilizuje stejnosměrné napětí typicky na velikost 6,8 V. Vývod N je rovněž připojen k časové základně 50 Hz. Kondenzátor Cs potlačuje rušivé impulsy ze sítě.

Pozice hexadec. přep.	Hodnota	Základní čas v hod.	Nabíjecí čas v hod.
0	0	0,5	
1	2	0,5	1
2	4	0,5	2
3	6	0,5	3
4	8	0,5	4
5	10	0,5	5
6	12	0,5	6
7	14	0,5	7
8	16	0,5	8
9	18	0,5	9
A	20	0,5	10
B	22	0,5	11
C	24	0,5	12
D	26	0,5	13
E	28	0,5	14
F	30	0,5	15



Obr. 16. Programování nabíjecího času



Obr. 17. Nabíječka akumulátorů NiCd

Signalizace nabíjení je zde užitečná a je realizována svítivou diodou (LED) s předřadným rezistorem a paralelní ochrannou diodou, která je vodivá během záporné půlperiody síťového napětí. Obvod signalizace je připojen paralelně k nabíječce.

Přepnutím přepínače S1 do polohy min dostaneme spínací časy od 1 do 15 minut. Toho lze využít pro další aplikace, kde je třeba spínat spotřebič - zátěž s malým příkonem v tomto časovém intervalu.

Nabíječka akumulátorů NiCd

Schéma jednoúčelové nabíječky čtyř akumulátorů NiCd s kapacitou 500 mAh je na obr. 17. Po připojení síťového napájecího napětí se akumulátory nabíjejí po dobu čtrnácti hodin konstantním proudem 50 mA.

Jako časovač je použit obvod SAB0529, zdroj konstantního proudu tvoří tranzistor malého výkonu SIPMOS typu BSS129 (obr. 18).

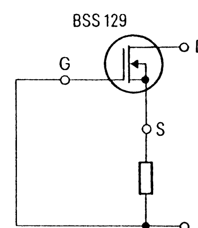
Tranzistor BSS129 pracuje již při malých napětích U_{DS} jako zdroj konstantního proudu, jak je zřejmé z výstupní charakteristiky na obr. 19. Při U_{GS} = 0 V je proud I_{DS} asi 150 mA. Zapojíme-li do série s vývodem S rezistor R_{SG}, vznikne na rezistoru průtokem proudu I_{DS} úbytek napětí, elektroda G se stane vůči elektrodě S zápornější (získá záporné předpětí) a proud I_{DS} se z původní velikosti 150 mA zmenší. Odporem rezistoru R_{SG} lze nastavit různé proudy I_{DS} podle rovnice:

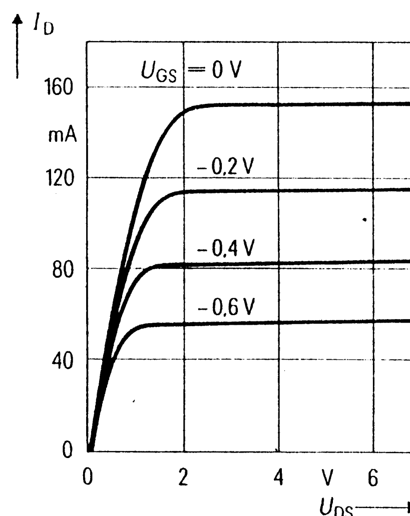
$$R_{SG} = \frac{U_{SG}}{I_{DS}}.$$

Při požadovaném nabíjecím proudu 50 mA je podle výstupních charakteristik napětí U_{GS} asi 0,6 V, takže vhodný odpor rezistoru R_{SG} je 12 Ω. Dioda zapojená do série s tranzistorem zabraňuje vybíjení akumulátorů při vypnutí nabíječky.

Nabíjení je signalizováno svítivou diodou (LED).

Obr. 18. Tranzistor SIPMOS typu BSS129 jako zdroj konstantního proudu



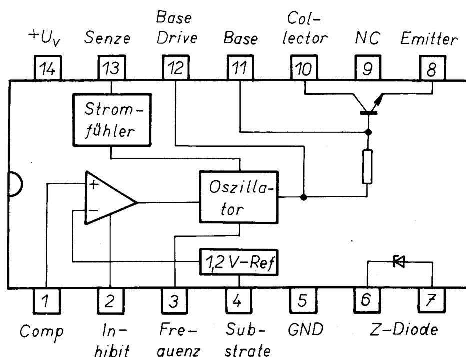


Obr. 19. Výstupní charakteristiky tranzistoru BSS129

Spínací regulátor TL497

Tento obvod spínacího regulátoru firmy Texas Instruments [2] nabízí mnoho zajímavých aplikací s relativně malým počtem použitých součástek.

Při konstrukčním řešení napájecích zdrojů se nejčastěji používá principu seriového regulátoru s výkonovým tranzistorem zapojeným jako emitorový sledovač. Regulační tranzistor je v tomto zapojení značně teplotně namáhán, protože se na něm mění v teplo výkon daný součinem rozdílu vstupního a výstupního napětí a proudu protékajícího kolektorem. Tyto ne-



Obr. 20. Blokové schéma a zapojení vývodů obvodu TL497

ctnosti odstraňují tzv. spínací regulátory, které pracují na následujícím principu:

Spínací tranzistor spíná proud, který necháme protékat cívkou. Vznikající magnetické pole indukuje při vypnutí proudu v této cívce napětí, které nabíjí vyhlazovací kondenzátor, ke kterému je připojena zátěž. Nabíjecí proud vyhlazovacího kondenzátoru se zmenšuje při odběru proudu, takže připojený komparátor signalizuje zmenšení minimálního napětí. V tomto okamžiku se musí opět otevřít spínací tranzistor a celý děj se opakuje. Pokud je tento děj dostatečně rychlý, bude výstupní napětí v určitých mezích stabilní.

Zdroje pracující na spínacím principu mají podstatně větší účinnost a menší výkonové ztráty, než původně zmiňovaný sériový regulátor, protože ztráty zde vznikají pouze na spínacím tranzistoru a oddělovací diodě. Další podstatná výhoda spínacího regulátoru spočívá v tom, že lze realizovat nejen tzv. snižující regulátory (vstupní napětí je větší než výstupní), ale i zvyšující regulátory, u nichž je výstupní napětí větší než to, které jsme přivedli na vstup.

Obvod TL497 slouží k realizaci právě popisovaných spínacích regulátorů za předpokladu minimálních nákladů na součástky. Aktivní součástky spínacího regulátoru, jako např. spínací tranzistor, Zenerova dioda, komparátor se zdrojem referenčního napětí a oscilátor jsou obsaženy již ve vnitřním zapojení obvodu - viz obr. 20.

Jmenovité parametry spínacího regulátoru TL497 jsou následující (typické údaje):

Vstupní napětí:	15 V.
Výstupní napětí:	35 V.
Referenční napětí:	1,2 V.
Max. spínací proud:	750 mA.
Trvalý ztrátový výkon (při 25 °C):	1 W.
Stabilita výstupního napětí:	0,4 %.
Účinnost:	lepší než 60 %.

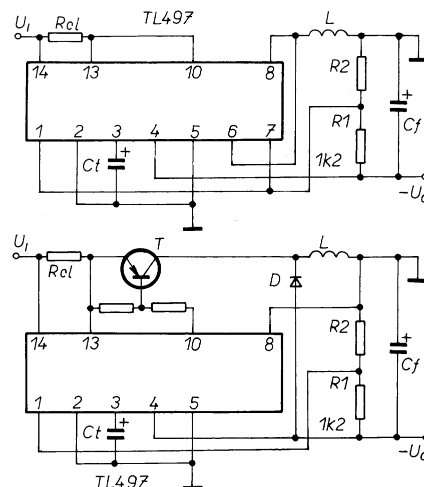
Pracovní cyklus obvodu je konstantní, závisí na časové rezervě, která je zapotřebí k nabití externího kondenzátoru ze zdroje konstantního proudu. Při kapacitě 100 pF až 2 nF se bude doba zotavení pohybovat v rozmezí 11 až 180 µs.

Blokovací vstup Inhibit obvodu slouží k aktivaci regulátoru. Při úrovni H na tomto vstupu obvod nepracuje, tzn.+ je blokován.

Na obr. 21 jsou znázorněny dvě verze snižujícího regulátoru (výstupní napětí menší než vstupní). Velikost výstupního napětí určuje kombinace rezistorů R1 a R2, zapojených na výstupu. Při odporu 1,2 kΩ rezistoru R2 je třeba odpor rezistoru R1 volit tak, aby úbytek napětí na R2 byl 1,2 V. Odpor sériového rezistoru R_{CL} je volen tak, aby na něm při maximálním proudu vznikl úbytek napětí 0,5 V. Při tomto napětí se výstupní proud omezí. Potřebujeme-li výstupní proud větší než 500 mA, rozšíříme zapojení o externí tranzistor T1 (obr. 21 dole).

Cívka L je navinuta měděným drátem s lakovou izolací v hrníčkovém feritovém jádru se vzduchovou mezerou. Indukčnost cívky by se měla pohybovat v rozmezí 50 až 500 µH. Indukčnost se vypočítá z konstanty A_L [nH/z^2] tak, že touto konstantou vynásobíme druhou mocninu počtu závitů. Např. při A_L = 200 nH/z^2 a počtu závitů n = 50 je indukčnost 500 µH.

Příklady zapojení zvyšujících regulátorů, v nichž je výstupní napětí větší než vstupní, vidíte na obr. 22. Na dolním obrázku je zapojení s výstupním proudem nad 500 mA.



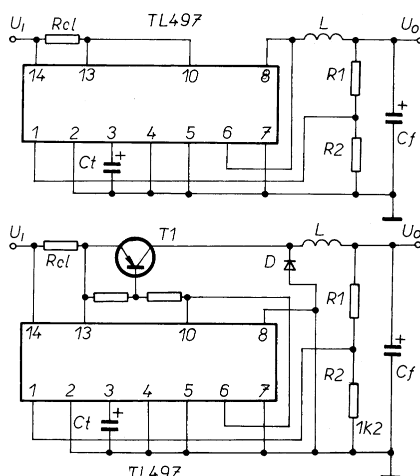
Obr. 23. Možnost získání záporného napětí s obvodem TL497

Na obr. 23 je aplikace obvodu pro získání záporného napětí. Také zde je možnost zvětšit odběr proudu zapojením vnějšího tranzistoru T - viz dolní obrázek.

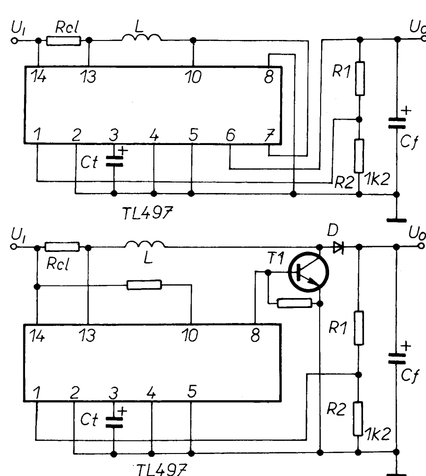
SAA1027 - obvod pro řízení krokových motorků

Tento integrovaný obvod [4] je jedním z nejznámějších obvodů pro řízení čtyřfázových krokových motorů. Je v pouzdře DIL 16. Rozsah pracovního napětí obvodu leží v rozmezí 9,5 až 18 V a maximální výstupní proud je omezen na 500 mA. Zapojení vývodů obvodu je na obr. 24, na obr. 25 je blokové schéma vnitřního zapojení a na obr. 26 je základní zapojení obvodu.

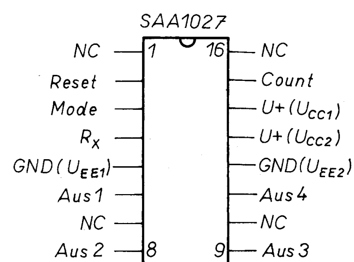
Z vnitřního zapojení je zřejmé, že tři vstupní signály řídí přes oddělovače synchronní dvoubitový čítač vpřed/ /vzad. Výstupy čítače se přivádějí na dekodér, který řídí přes budiče čtveřici výstupních tranzistorů pracujících v zapojení s otevřeným kolektorem. Integrované diody chrání tyto tranzistory před průrazem při spínání induk– ční zátěže. Integrovaný obvod má oddělené vývody napájení. Na vývodech *12* a *13* je napájení výstupních obvodů, přes vývody *5* a *14* jsou napájeny



Obr. 21. Zapojení snižujícího regulátoru

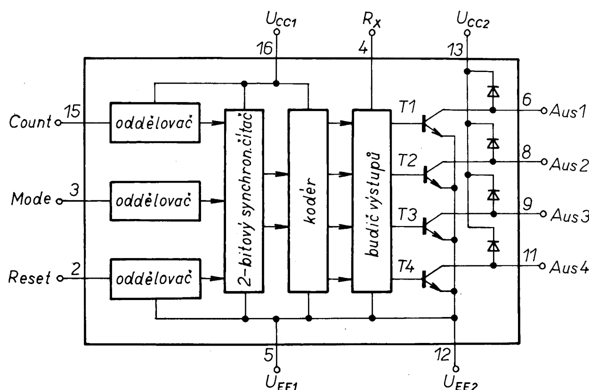


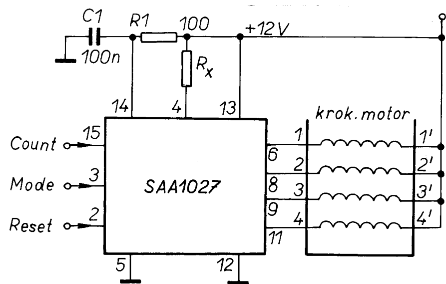
Obr. 22. Zapojení zvyšujícího regulátoru



Obr. 24. Zapojení vývodů obvodu SAA1027

Obr. 25. Blokové schéma obvodu SAA1027





Obr. 26. Základní zapojení obvodu SAA1027

řídicí obvody. Normálně jsou vývody *5* a *12* na nulovém potenciálu (spojeny se zemí). Kladný pól napájecího napětí (nejčastěji 12 V) bývá připojen na vývod *13*, kam se obvykle připojuje i blokovací článek R1, C1 (proti vývodu *14*). Ke kladnému pólu napájení se rovněž připojuje přes rezistor Rx vývod *4*, odpor rezistoru Rx určuje maximální výstupní proud. Odpor rezistoru Rx se vypočítá podle vzorce:

$$Rx = \frac{4U}{I} - 60,$$

kde *U* je napájecí napětí ve [V] a *I* je proud jedné fáze motoru v [A]. Odpor rezistoru Rx se vypočte v [Ω].

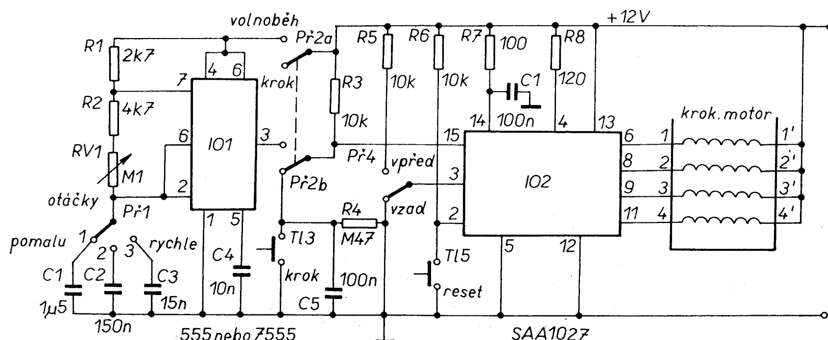
Tak např. je-li napájecí napětí 12 V a Rx má odpor 420 Ω, 180 Ω nebo 100 Ω, výstupní proud bude mít velikost 100, 200 nebo 300 mA.

Řídicí vstupy obvodu jsou označeny jako Count, Mode a Reset. Vstup Reset je obvykle připojen na vysokou logickou úroveň (H). Výstupy obvodu mění svůj logický stav s nástupní hranou řídicího signálu na vstupu Count, jak je znázorněno v tab. 4. Tento cyklus se opakuje v intervalu čtyř kroků, lze jej však v libovolný okamžik vynulovat tím, že se vstup Reset uvede do úrovně L. Je-li vstup Mode v úrovni L, otáčí se motor ve směru otáčení hodinových ruček, je-li tento vstup v úrovni H, otáčí se motor proti směru otáčení hodinových ruček.

Na obr. 27 je praktické zapojení pro testování čtyřfázových motorků. Výstupní proud jedné fáze je zde 300 mA. Motorek lze krokovat ručně tlačítkem Tl3. Článek R4, C5 slouží k ošetření kontaktů tlačítka. Jako generátor taktovacího kmitočtu je použit astabilní multivibrátor s časovačem NE555 nebo 7555 (verze CMOS). Přepínačem Př2 lze volit režim krokování nebo plynulého otáčení. Směr otáčení motorku se volí přepínačem Př4. Stisknutím tlačítka Tl5 se obvod SAA1027 vynuluje (reset) a motorek se zastaví. Přepínačem Př1 lze hrubě měnit kmitočet astabilního oscilátoru a tím i počet otáček motorku. V poloze 1 přepínače Př1 jsou otáčky motorku nejmenší. Kmitočet oscilátoru lze potenciometrem RV1 měnit v rozmezí 5 až 68 Hz, což při kroku 7,5 ° odpovídá rozsahu otáček 6 až 85 ot/min. V poloze přepínače *2* a *3* se zvětší kmitočet oscilátoru 10x a 100x, takže v tomto zapojení lze motorek regulovat v rozmezí 6 až 8500 ot/min.

Zapojení podle obr. 27 lze různými způsoby obměňovat. Obr. 28 např. znázorňuje variantu připojení na výstupní port počítače s úrovněmi TTL. Protože jsou zde na vstupech použity tranzistorové invertující oddělovací stupně, musejí být i řídicí signály invertovány. To znamená, že výstupy obvodu se budou měnit při sestupné hraně řídicího signálu na vstupu Count, motorek se zastaví při úrovni H na vstupu Reset a úroveň L na vstupu Mode bude určovat směr otáčení ve smyslu hodinových ruček.

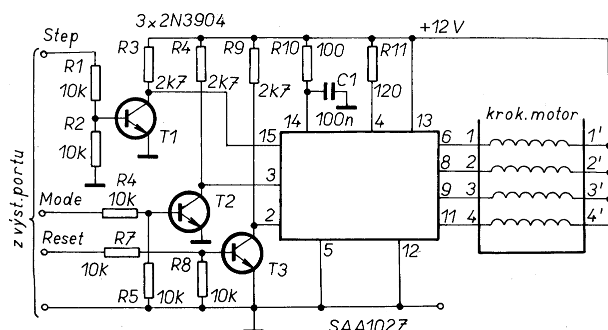
V zapojení podle obr. 27 a obr. 28 je schopen obvod dodat maximální výstupní proud 300 mA. V případě, že potřebujeme zvětšit výstupní proud až na 5 A, použijeme zapojení podle obr. 29 nebo obr. 30.



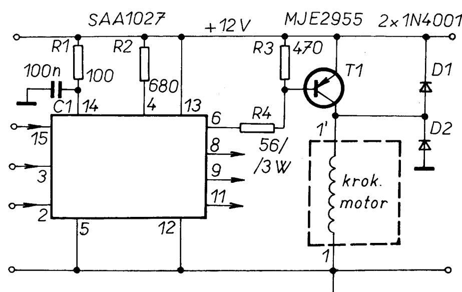
Obr. 27. Zapojení pro testování řízení čtyřfázových krokových motorků

Tab. 4. Krokování obvodu SAA1027

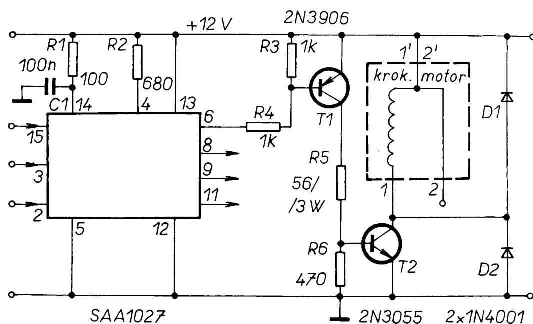
Stav čítače	Mod L				Mod H			
	T1	T2	T3	T4	T1	T2	T3	T4
0	zap	vyp	zap	vyp	zap	vyp	zap	vyp
1	vyp	zap	zap	vyp	zap	vyp	vyp	zap
2	vyp	zap	vyp	zap	vyp	zap	vyp	zap
3	zap	vyp	vyp	zap	vyp	zap	zap	vyp
0	zap	vyp	zap	vyp	zap	vyp	zap	vyp
atd.								
reset = L	zap	vyp	zap	vyp	zap	vyp	zap	vyp



Obr. 28. Příklad zapojení interface mezi krokovým motorkem a mikroprocesorem



Obr. 29. Připojení výkonových stupňů pro motorky se samostatně vyvedenými cívkami



Obr. 30. Připojení výkonových stupňů pro motorky s cívkami zapojenými do párů

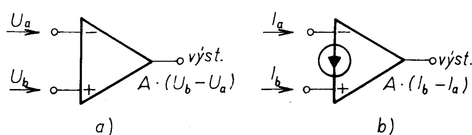
Zapojení podle obr. 29 lze použít tehdy, jsou-li cívky motorku vyvedeny samostatně, zapojení podle obr. 30 tehdy, jsou-li dvě a dvě cívky jedním koncem spojeny. Pro přehlednost je ve schematech zakreslena jen jedna fáze, tři zbývající jsou zapojeny stejným způsobem. Diody D1 a D2 chrání spínací tranzistory před napěťovými špičkami při spínání indukční zátěže.

Nortonův operační zesilovač LM3900

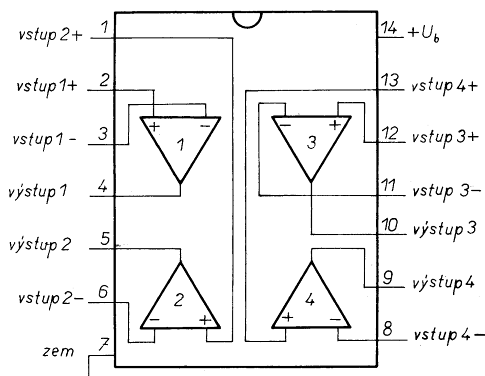
Tento poněkud zvláštní druh operačního zesilovače [5] lze použít v četných aplikacích, např. jako lineární zesilovač, komparátor, Schmittův klopný obvod, napěťový regulátor, zdroj konstantního proudu nebo jako generátor. Výhodou Nortonova operačního zesilovače přitom je, že potřebuje pouze jednoduché napájecí napětí.

Běžné operační zesilovače v principu pracují jako napěťové diferenční zesilovače. Jejich výstupní napětí je určeno rozdílem napětí mezi jejich vstupy.

Je však znám také zesilovač, jehož výstupní napětí odpovídá rozdílu vstupních proudů. Na obr. 31 najdete schematický symbol takového operačního zesilovače, který je znám pod označením Nortonův operační zesilovač.



Obr. 31. a) - běžný operační zesilovač, b) - Nortonův operační zesilovač



Obr. 32 . Zapojení vývodů LM3900

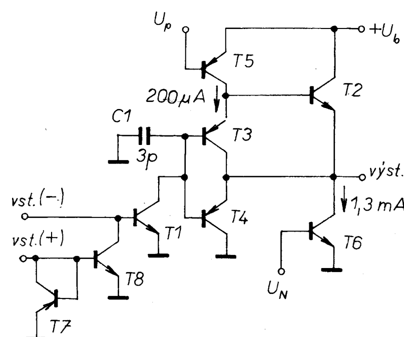
Nejznámějším typem Nortonova operačního zesilovače je integrovaný obvod LM3900, který obsahuje čtyři nezávislé zesilovače (vnitřní zapojení na obr. 32). Každý z těchto zesilovačů pracuje s jednoduchým napájecím napětím a vyznačuje se velkým napěťovým zdvihem na výstupu. Pracovní napětí obvodu se pohybuje v rozmezí 4 až 36 V. Šířka pásma je asi 2,5 MHz při jednotkovém zesílení, zisk naprázdno je asi 70 dB.

Princip činnosti

Vnitřní zapojení obvodu (obr. 33) se podstatně liší od běžných operačních zesilovačů a využívá zvláštních obvodových technik k nastavení pracovních bodů jednotlivých tranzistorů. Vlastnosti, týkající se stability zesílení a šířky pásma, nedosahují sice kvality moderních operačních zesilovačů, přesto se však tento Nortonův zesilovač hodí výborně k použití v oblasti stejnosměrných a nízkofrekvenčních signálů.

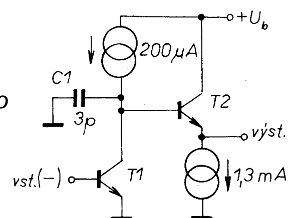
Na obr. 34a až obr. 34f jsou znázorněny jednotlivé vývojové fáze až po konečné zapojení (obr. 33).

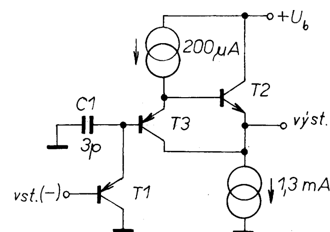
Na obr. 34a je základní zapojení invertujícího zesilovače. T1 je zesilovač v zapojení se společným emitorem, jehož kolektor je napájen ze zdroje konstantního proudu. Tím je získán invertující zesilovač s velkým zesílením. T2 představuje neinvertující zesilovač se společným kolektorem, napájený rovněž ze zdroje konstantního proudu. Horní mezní kmitočet zesilovače omezuje kapacita C1, která zlepšuje stabilitu zesílení. Vstupní napětí tohoto zesilovače může být od nuly až do téměř plného napájecího napětí. Celkové proudové zesílení tohoto zesilovače odpovídá zesílení obou tranzistorů.



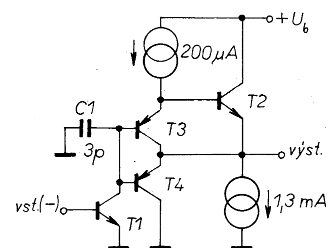
Obr. 33. Zapojení jednoho ze čtyř stejných zesilovačů obvodu LM3900

Obr. 34a. Základní zapojení invertujícího zesilovače



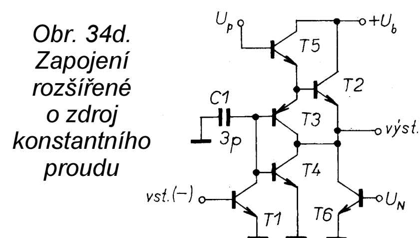


Obr. 34b. Zlepšená verze invertujícího zesilovače

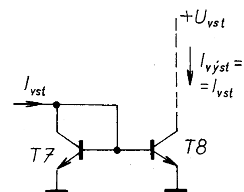


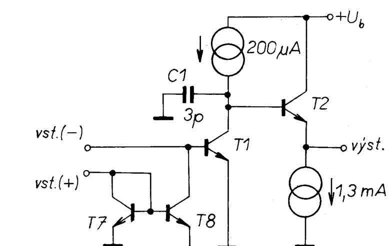
Obr. 34c. Další upravená verze invertujícího zesilovače se zvětšenou odolností

Obr. 34d. Zapojení rozšířené o zdroj konstantního proudu



Obr. 34e. Zapojení proudového zrcadla





Obr. 34f. Základní zapojení Nortonova operačního zesilovače

Na obr. 34b lze vysledovat, jak lze zvětšit zesílení dalším zesilovacím stupněm s T3, aniž by se zmenšil zdvih výstupního napětí. Výstup tohoto obvodu může dodat až několik desítek mA, přičemž přes zdroj konstantního proudu odebírá T2 jen asi 1,3 mA.

Varianta zapojení podle obr. 34c znázorňuje, jak lze zvětšit proud do zátěže při přebuzení. Tranzistor T4 totiž způsobuje, že stupeň při přebuzení pracuje ve třídě B.

V dalším zapojení podle obr. 34d jsou zdroje konstantního proudu tvořeny tranzistory T5 a T6. Oba tyto tranzistory jsou napájeny z dalších vnitřních obvodů Nortonova zesilovače. Toto zapojení se již blíží skutečnému zapojení Nortonova zesilovače, zesilovač podle tohoto obrázku však pracuje pouze jako invertor. Neinvertující část LM3900 je vytvořena pomocí tzv. proudového zrcadla (obr. 34e). Proudové zrcadlo je realizováno dvěma stejnými tranzistory, výstupní proud $I_{výst}$ je přímo úměrný proudu vstupnímu I_{vst}.

Proudové zrcadlo pracuje na následujícím principu: Vstupní proud I_{vst} budí báze obou tranzistorů, jejichž proudové zesílení je např. rovno 100. Předpokládejme, že do každé báze teče proud např. 5 μA. Kolektorové proudy každého z tranzistorů jsou tedy 500 μA. Vstupní proud I_{vst} je roven součtu kolektorovému proudu tranzistoru T7 (500 μA) a proudů obou bází (2x 5 μA) a je tedy 510 μA. Výstupní proud $I_{výst}$ je roven kolektorovému proudu T8, má velikost 500 μA a je jakoby zrcadlový ke vstupnímu proudu. Vstupní a výstupní proudy jsou vždy úměrné (s přesností na několik procent) bez ohledu na velikost vstupního proudu (samozřejmě pouze do povoleného maximálního vstupního proudu).

Poslední z obrázků obr. 34f již znázorňuje vznik kompletního zapojení Nortonova zesilovače s použitím zmíněného proudového zrcadla. Proudové zrcadlo je buzeno přes neinvertující vstup, výstupní proud zrcadla se sčítá s proudem invertujícího vstupu. Proud báze T1 se tedy rovná rozdílu obou vstupních proudů.

Celkové zapojení na obr. 33 pak již představuje zmíněný proudový diferenční zesilovač, který lze použít jako operační zesilovač.

Základní rozdíl ve srovnání s klasickým operačním zesilovačem spočívá v tom, že oba vstupy Nortonova zesilovače jsou tvořeny přechodem báze-emitor a z hlediska napětí se jeví jako virtuální nulový bod. Má-li Nortonův zesilovač pracovat jako klasický operační zesilovač, je třeba do jeho vstupů zapojit seriově rezistory s větším odporem, aby byly vstupní proudy přímo úměrné vstupním napětím.

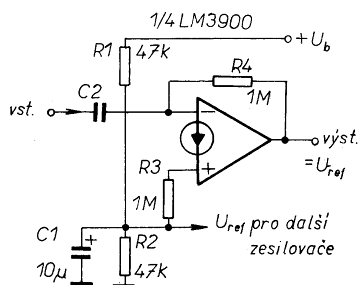
Proudové zesílení jednotlivých stupňů LM3900 je velmi velké. Výstupní napětí začíná klesat k nule (asi od poloviny napájecího napětí), když je vstupní proud tranzistoru T1 (rozdíl obou vstupních proudů) větší než asi 30 nA. Vstupní proudy mají být v rozmezí 0,5 až 500 μA (optimálně 10 μA).

V lineárních aplikacích se nastavuje pracovní bod zesilovače tak, aby na výstupu bylo poloviční napětí zdroje, je-li vstup bez buzení. Tím dosáhneme největšího zdvihu výstupního napětí bez zkreslení.

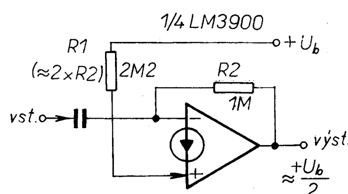
Obr. 35a ukazuje, jak nastavit pracovní bod, aby v klidu bylo na výstupu zesilovače přibližně poloviční napětí zdroje. Rezistory R1, R2 a kondenzátor C1 odvozují referenční napětí U_{ref}, které je rovno polovině napájecího napětí. Referenční napětí se přivádí přes rezistor R3 na neinvertující vstup zesilovače. Zpětnovazební proud se přivádí přes rezistor R4 na invertující vstup zesilovače. Výstupní napětí zesilovače se v tomto zapojení nastavuje automaticky tak, aby si oba vstupní proudy byly rovné. Pro zapojení na obr. 35a je podmínka rovnosti vstupních proudů splněna právě tehdy, když se výstupní napětí zesilovače rovná referenčnímu napětí, tj. polovině napájecího napětí. V praxi mohou být jediným referenčním napětím U_{ref} napájeny další operační zesilovače.

Další varianta nastavení pracovního bodu zesilovače je na obr. 35b. V tomto zapojení je neinvertující vstup zesilovače připojen přes rezistor R1 na napájecí napětí. Aby mělo výstupní napětí zesilovače poloviční velikost napětí napájecího, měl by mít rezistor R1 dvakrát větší odpor než rezistor R2. Nevýhodou tohoto způsobu nastavení pracovního bodu je, že zvlnění napájecího napětí se přenáší (zesílené 0,5x) do výstupního napětí zesilovače.

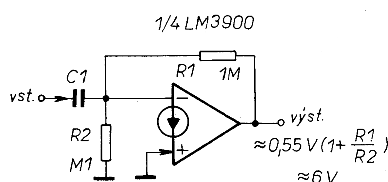
V zapojeních na obr. 35a a obr. 35b je přiváděn vstupní signál na invertující vstup Nortonova zesilovače, je však možné jej přivádět samozřejmě i na neinvertující vstup.



Obr. 35a. Nastavení pracovního bodu napěťovým děličem



Obr. 35b. Nastavení pracovního bodu rezistorem z napájecího napětí



Obr. 35c. Nastavení pracovního bodu pomocí přechodu B-E

Metoda nastavení pracovního bodu zesilovače podle obr. 35c je vhodná pouze tehdy, je-li Nortonův zesilovač použit jako invertující zesilovač. V tomto zapojení je neinvertující vstup uzemněn a je uzavřen. Zpětnovazební napěťový dělič R1, R2 má připojen svůj střed na invertující vstup zesilovače. Mezi invertující vstup a zem je zapojen přechod báze-emitor tranzistoru, napětí U_{BE} přechodu je asi 0,55 V. Působením zpětné vazby, zavedené děličem R1, R2, se nastaví výstupní napětí $U_{výst}$ zesilovače automaticky na velikost:

$$U_{výst} = U_{BE} \cdot \left(1 + \frac{R1}{R2}\right).$$

S hodnotami součástek podle obr. 35c je klidové výstupní napětí zesilovače asi 6 V.

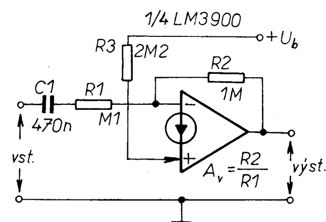
Příklady zapojení

Lineární zesilovače

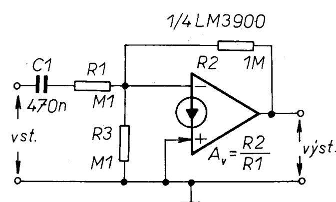
Na obr. 36 až obr. 41 je několik možností zapojení LM3900 jako lineárního zesilovače.

Na obr. 36 je pracovní bod zesilovače nastaven rezistory R2 a R3 (podle principu z obr. 35b) tak, aby výstupní napětí zesilovače bez vybuzení signálem bylo rovno asi polovině napájecího napětí. Vstupní signál přichází přes rezistor R1 na invertující vstup. Napěťové zesílení je určeno poměrem odporů rezistorů R2 a R1. Zapojení na obrázku pracuje jako invertující zesilovač s napěťovým zesílením 10.

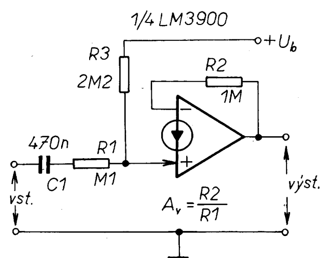
Obr. 37 ukazuje další možnost, jak realizovat invertující zesilovač se zesílením 10. Zde je použita k nastavení pracovního bodu metoda podle obr. 35c. Velikost zesílení určuje opět poměr odporů rezistorů R2 a R1.



Obr. 36. Invertující zesilovač s nastavením pracovního bodu podle obr. 35b



Obr. 37. Invertující zesilovač s nastavením pracovního bodu podle obr. 35c

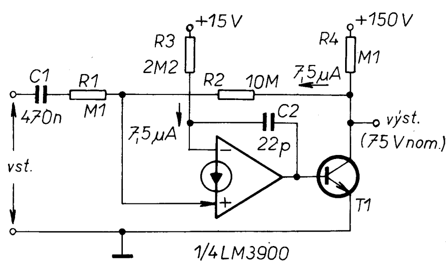


Obr. 38. Neinvertující zesilovač

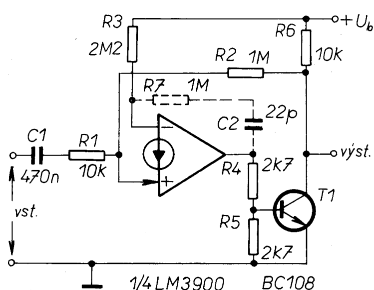
Zapojení neinvertujícího zesilovače se zesílením 10 je na obr. 38. Metoda nastavení pracovního bodu odpovídá obr. 35b. Vstupní signál je přiveden přes rezistor R1 na neinvertující vstup.

Operační zesilovače LM3900 nejsou příliš rychlé. Rychlost přeběhu je asi 0,5 V/µs a tím je podstatně omezena i využitelná šířka kmitočtového pásma. Šířku pásma je možno zvětšit pomocí tranzistoru, zapojeného jako emitorový sledovač, jak je zřejmé z obr. 39. Na obázku je zapojení invertujícího zesilovače s napěťovým zesílením 100 a šířkou pásma 200 kHz. Vzhledem k velkému zesílení musí být při realizaci zesilovače velmi pečlivě navrženo rozmístění součástek a vedení spojů, jinak se mohou vyskytnout nestability, vedoucí až k rozkmitání zesilovače. Pro částečnou stabilizaci zesilovače jsou v tomto zapojení použity součástky R7 a C2, které však poněkud omezují šířku pásma.

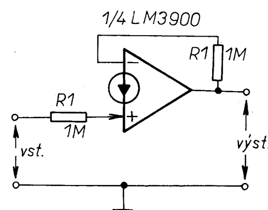
Obr. 40 ukazuje, jak lze s použitím zapojení z předchozího obrázku získat zesilovač s napěťovým zdvihem až 150 V (za předpokladu, že povolené kolektorové napětí T1 má odpovídající velikost)! Klidové výstupní napětí (na kolektoru T1) je 75 V, takže do neinvertujícího vstupu teče přes R2 proud asi 7,5 µA. Pro nastavení požadovaného klidového výstupního napětí proto musí téci přes R3 z napájecí sběrnice o napětí 15 V do invertujícího vstupu také proud 7,5 µA.



Obr. 39. Zesilovač se stonásobným zesílením a se šířkou pásma 200 kHz



Obr. 40. Zesilovač se stonásobným zesílením a větším výstupním napětím



Obr. 41. Impedanční převodník

V zapojení podle obr. 41 pracuje obvod LM3900 jako neinvertující zesilovač se zesílením 1 (sledovač napětí, oddělovač, impedanční převodník). Vstupní signál je přiveden přes rezistor R1 na neinvertující vstup. R1 a R2 mají takový odpor, aby zesílení bylo rovno jedné.

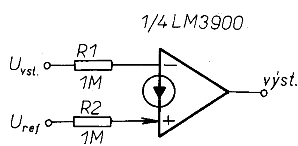
Komparátory a Schmittovy klopné obvody

Obvod LM3900 lze použít jako komparátor, jsou-li v obou vstupech zapojeny rezistory o stejném odporu pro omezení proudu. Na jeden ze vstupů se přivádí signál, na druhý referenční napětí, jak je zřejmé z obr. 42 až obr. 44.

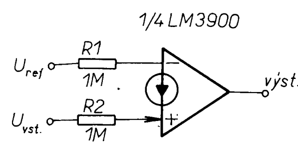
Zapojení podle obr. 42 pracuje jako invertující komparátor. Na výstupu komparátoru se objeví „logická jednička“ (napájecí napětí), když je vstupní napětí U_{vst} menší než referenční napětí U_{ref}.

Obr. 43 ukazuje zapojení komparátoru pracujícího inverzně. Při vstupním napětí menším než napětí referenční je výstup komparátoru v úrovni „log. 0“, tj. na výstupu je napětí 0 V (potenciál země).

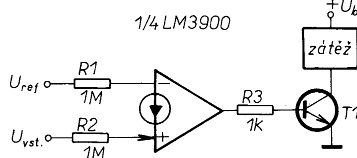
Komparátory na obr. 42 a obr. 43 mohou poskytovat výstupní proud až několik mA. V případě potřeby většího proudu (a to až do několika stovek mA) připojíme na výstup komparátoru tranzistor NPN, zapojený jako emitorový sledovač. Na obr. 44 je schéma takového neinvertujícího komparátoru s větším spínacím výkonem.



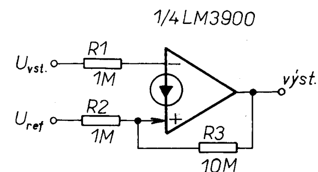
Obr. 42. Invertující komparátor



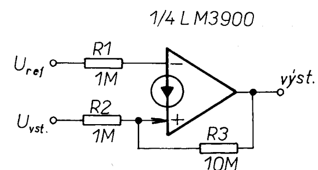
Obr. 43. Neinvertující komparátor



Obr. 44. Neinvertující komparátor se zvětšeným výstupním výkonem



Obr. 45. Invertující Schmittův klopný obvod



Obr. 46. Neinvertující Schmittův klopný obvod

Komparátor s LM3900 lze snadno upravit tak, aby pracoval jako Schmittův klopný obvod. K tomu postačí připojit mezi neinvertující vstup a výstup rezistor s velkým odporem pro dosažení hystereze. Příslušná zapojení najdeme na obr. 45 a obr. 46.

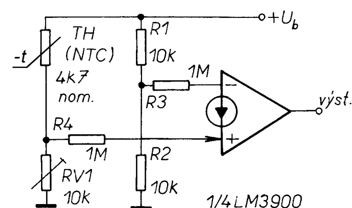
Obr. 45 představuje invertující Schmittův klopný obvod, zatímco na obr. 46 je Schmittův klopný obvod v neinvertujícím zapojení. Poměr odporů rezistorů R2 a R3 určuje velikost hystereze.

Použití komparátorů

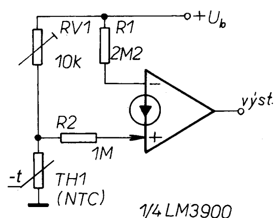
Zapojení na obr. 47 představuje detektor, reagující na překročení nastavené maximální teploty. Výstup operačního zesilovače bude v úrovni „log. 1“, když teplota termistoru bude vyšší než teplota, nastavená potenciometrem P1. Dělič napětí R1, R2 zmenšuje napájecí napětí na polovinu. Z děliče je přes oddělovací rezistor R3 veden referenční proud do invertujícího vstupu komparátoru. Potenciometr RV1 a termistor TH tvoří další dělič napětí, ze kterého je přes rezistor R4 veden proud do neinvertujícího vstupu. Napětí ve středu děliče s termistorem se při zvyšování teploty zvětšuje, a když jeho velikost překročí velikost napětí z děliče R1, R2, překlopí se výstup komparátoru do stavu „log. 1“.

Zapojení podle obr. 47 lze upravit na detektor překročení minimální teploty tím, že vzájemně zaměníme potenciometr a termistor. Po úpravě bude výstup operačního zesilovače v úrovni „log. 1“, když teplota termistoru bude nižší než teplota, nastavená potenciometrem P1.

Při podrobnější analýze obvodu na obr. 47 zjistíme, že rezistory R1, R2 a



Obr. 47. Detektor překročení maximální teploty



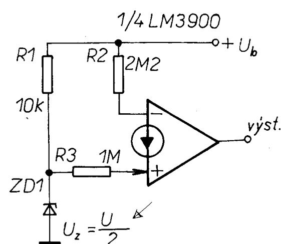
Obr. 48. Detektor překročení minimální teploty

potenciometr P1 s termistorem TH1 tvoří vlastně odporový můstek. Z toho vyplývá, že případné kolísání napájecího napětí nemá vliv na činnost obvodu.

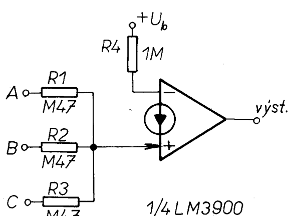
Obr. 48 ukazuje variantu předchozího zapojení s jiným způsobem nastavení pracovního bodu komparátoru. V tomto zapojení protéká referenční proud do invertujícího vstupu přes rezistor R1, teplotně závislý proud teče do neinvertujícího vstupu přes R2. Také v tomto případě ovlivňuje napájecí napětí oba vstupní proudy současně, takže změny napájecího napětí neovlivňují velikost nastavené teploty. Zapojení podle obr. 48 detekuje překročení minimální teploty, tzn., že výstup operačního zesilovače je v úrovni „log. 1", když je teplota termistoru nižší než teplota, nastavená potenciometrem P1.

Detektor zmenšení napájecího napětí je na obr. 49. Výstup operačního zesilovače přejde do stavu „log. 1", zmenší-li se napájecí napětí $+U_b$ pod určitou mez v okolí napětí 12 V. Velikost mezního napětí je určena napětím Zenerovy diody (5,6 V) a poměrem rezistorů R1 a R3. Pokud chceme mezní napětí přesně nastavit, zapojíme místo rezistoru R3 sériovou kombinaci rezistoru o odporu 820 kΩ a potenciometru o odporu 470 kΩ.

Na obr. 50 je zapojení komparátoru se třemi logickými vstupy. Referenční proud protéká přes rezistor R4 do invertujícího vstupu operačního zesilovače. Proud do neinvertujícího



Obr. 49. Detektor zmenšení napájecího napětí



Obr. 50. Hradlo OR se třemi vstupy

vstupu protéká přes rezistory R1 až R3 z logických vstupů A, B a C. Na výstupu komparátoru bude úroveň „log. 1" tehdy, překročí-li některý z proudů, protékajících rezistory R1 až R3, velikost proudu referenčního. Vstupy LM3900 jsou tvořeny přechody B-E vstupních tranzistorů, a proto nemůže vstupní napětí operačního zesilovače překročit velikost asi 550 mV. Pro dosažení průtoku proudu rezistory R1 až R3 proto stačí přivést na logické vstupy dostatečně velká napětí - úrovně „log. 1". Obvod se tedy chová jako hradlo OR.

Protože je vstupní proud operačního zesilovače velmi malý, může být v případě potřeby počet vstupů OR značně rozšířen.

Vzájemnou záměnou obou vstupů operačního zesilovače modifikujeme funkci obvodu na hradlo NOR.

Zvětšíme-li odpory rezistorů R1 až R3 na asi 2,7 MΩ, chová se obvod jako hradlo AND. Výstup operačního zesilovače přejde do stavu „log. 1" pouze tehdy, budou-li současně na všech třech logických vstupech vysoké úrovně („log. 1") a proud tekoucí do neinvertujícího vstupu tak přesáhne velikost referenčního proudu.

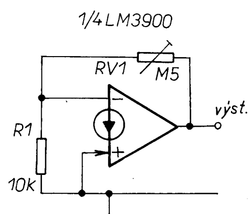
Vzájemnou záměnou obou vstupů operačního zesilovače změníme funkci obvodu na hradlo NAND.

Regulátory napětí s LM3900

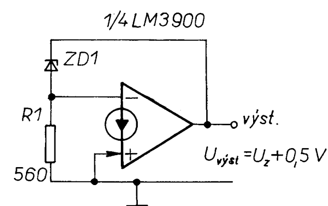
Na obr. 51 až obr. 55 jsou ukázány různé možnosti, jak lze použít obvod LM3900 jako jednoduchý napěťový stabilizátor a zdroj referenčního napětí.

Obr. 51 představuje velmi jednoduchý, ale účinný nastavitelný zdroj referenčního napětí. Neinvertující vstup operačního zesilovače je uzavřen. Zapojení využívá napětí přechodu B-E invertujícího vstupu jako referenční napětí a pracuje se zesílením, určeným poměrem odporů rezistorů RV1 a R1. Má-li RV1 minimální odpor, je napěťové zesílení operačního zesilovače rovno 1 a výstupní napětí zdroje je asi 0,55 V. Má-li RV1 největší odpor, je napěťové zesílení asi 50. Z toho vyplývá velikost výstupního napětí asi 25 V. Regulační schopnosti tohoto zapojení jsou opravdu dobré, výstupní proud dosahuje jednotek mA. Za zmínku stojí pouze to, že výstupní napětí není teplotně kompenzováno.

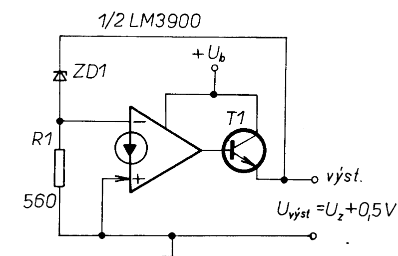
Na obr. 52 je zdroj pevného referenčního napětí, které je jen o něco větší, než napětí Zenerovy diody ZD1. Rezistor R1 omezuje proud Zenerovou diodou asi na 1 mA. Povolený výstupní proud je sice jen několik mA,



Obr. 51. Jednoduchý nastavitelný zdroj referenčního napětí



Obr. 52. Zdroj pevného referenčního napětí

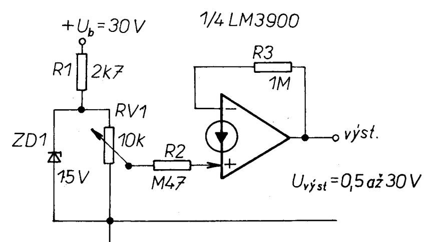


Obr. 53. Zdroj pevného referenčního napětí s větší zatižitelností

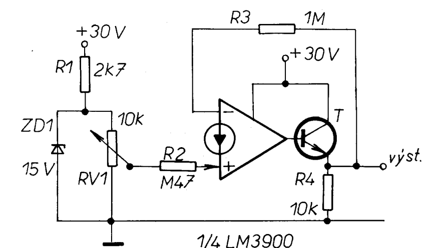
lze jej však jednoduše zvětšit připojeným tranzistorem až na několik set mA. Takto upravené zapojení je na obr. 53.

Na obr. 54 je další možnost řešení napěťového regulátoru s velmi dobrými vlastnostmi. Operační zesilovač je zde zapojen jako neinvertující zesilovač se zesílením 2 (zesílení je určeno poměrem odporů rezistorů R3 a R2). Na vstup zesilovače se přivádí napětí z běžce potenciometru RV1. Potenciometr je napájen napětím ze Zenerovy diody ZD1. Na běžci potenciometru lze nastavit napětí od nuly do plné velikosti Zenerova napětí. S hodnotami součástek, uvedenými na schématu, je rozsah výstupního napětí regulátoru od 0,5 do 30 V.

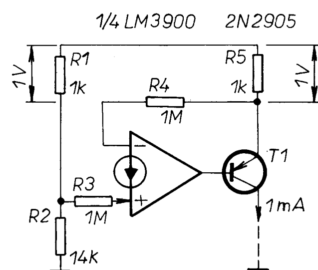
Obr. 55 ukazuje, jak lze tranzistorem, připojeným k výstupu operačního zesilovače, zvětšit výstupní proud předchozího regulátoru až na několik set mA.



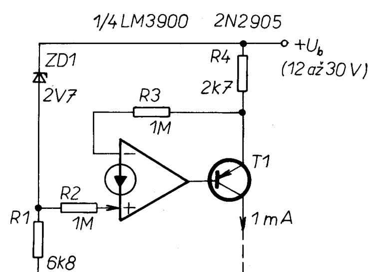
Obr. 54. Regulátor s nastavitelným výstupním napětím



Obr. 55. Regulátor s nastavitelným výstupním napětím s větší zatižitelností



Obr. 56. Zdroj konstantního proudu 1 mA

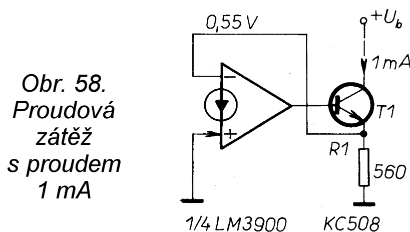


Obr. 57. Jiné zapojení zdroje konstantního proudu 1 mA

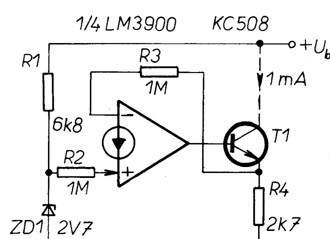
Zdroje konstantního proudu s LM3900

Možnosti použití obvodu LM3900 jako zdroje konstantního proudu ukazují obr. 56 až obr. 59.

Na obr. 56 je zdroj konstantního proudu 1 mA. Proud teče z kolektoru tranzistoru T1 přes zatěžovací rezistor k zemi a je na odporu tohoto zatěžovacího rezistoru nezávislý. Zapojení je napájeno ze stabilizovaného zdroje 15 V. Na děliči napětí R1 a R2 se napětí rozdělí tak, že na R1 je napětí 1 V. Výstup operačního zesilovače se snaží přes tranzistor T1 dosáhnout stejně velkého napětí v bodě propojení rezistorů R4 a R5. Tím vzniká na R5 také úbytek napětí 1 V, který odpovídá proudu 1 mA tímto rezistorem. Protože proud emitoru je téměř shodný s proudem kolektoru, pracuje zapojení jako zdroj konstantního proudu. Konstantní proud je určen pouze odporem rezistoru R5 a lze jej změnou tohoto odporu plynule měnit. Zátěž, kterou prochází konstantní proud, je připojena mezi kolektor tranzistoru T1 a zem.



Obr. 58. Proudová zátěž s proudem 1 mA



Obr. 59. Zlepšená proudová zátěž 1 mA

Zapojení podle obr. 57 je oproti předchozímu schématu nepatrně obměněno. Kolísání napájecího napětí zde nemá žádný vliv na výstupní proud. Neinvertující vstup operačního zesilovače je napájen ze Zenerovy diody napětím 2,7 V. Stejné napětí se automaticky vytvoří i na rezistoru R4, který má odpor 2,7 kΩ a dovolí tedy průtok proudu 1 mA přes tranzistor T1 do zátěže.

Na obr. 58 je proudová zátěž s proudem 1 mA. Tento proud má konstantní velikost bez ohledu na velikost přiloženého napětí $+U_b$ nebo odpor zatěžovacího rezistoru. Neinvertující vstup operačního zesilovače je uzavřen, invertující vstup je připojen na výstup, tj. na emitor tranzistoru T1. Napětí na rezistoru R1 odpovídá tedy napětí přechodu B-E vstupního tranzistoru operačního zesilovače a je přibližně 0,55 V. Z emitoru T1 teče rezistorem R1 konstantní proud 1 mA. Protože emitorový proud odpovídá přibližně kolektorovému proudu, teče proud 1 mA i kolektorem. Tento zdroj konstantního proudu není teplotně kompenzován.

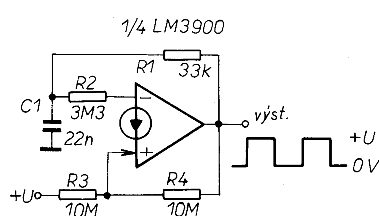
Obr. 59 znázorňuje jiné zapojení konstantní proudové zátěže. Referenční napětí 2,7 V ze Zenerovy diody ZD1 je připojeno přes rezistor R2 na neinvertující vstup operačního zesilovače. Na rezistoru R4 o odporu 2,7 kΩ vznikne úbytek napětí rovněž 2,7 V. Proud rezistorem R4 je tedy 1 mA. Tento proud teče, podobně jako v předchozím zapojení, i kolektorem tranzistoru. Proud lze měnit odporem rezistoru R4 nebo velikostí referenčního napětí.

Generátory s LM3900

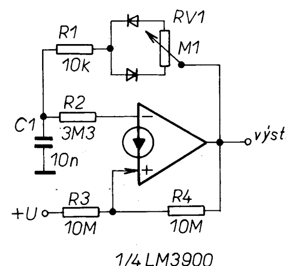
Na obr. 60 až obr. 64 jsou zapojení generátorů s LM3900.

Na obr. 60 je jednoduché zapojení generátoru pravoúhlého průběhu, které využívá principu nabíjení a vybíjení kondenzátoru C1 přes rezistor R1.

Je-li na výstupu operačního zesilovače vysoká úroveň (tj. napětí rovné napájecímu napětí $+U_b$), jsou rezistory R3 a R4 zapojeny paralelně a proudy, tekoucí přes R3 a R4 do neinvertujícího vstupu operačního zesilovače se sčítají. Kondenzátor C1 se nabíjí přes rezistor R1 a proud tekoucí z C1 přes rezistor R2 do invertujícího vstupu operačního zesilovače se zvětšuje. Když je napětí na C1 rovno asi dvěma třetinám napájecího napětí, překročí proud do invertujícího vstupu velikost proudu do neinvertujícího vstupu a výstup operačního zesilovače skokem přejde do nízké úrovně (na výstupu bude potenciál země). Kondenzátor C1 se začne vybíjet přes rezistor R1. Při vybíjení kondenzátoru se rezistor R4 neuplatní, proud do neinvertujícího vstupu určuje pouze rezistor R3. Kondenzátor C1 se vybíjí tak dlouho, až se proud rezistorem R2 zmenší pod velikost proudu rezistorem R3. To nastane přibližně v okamžiku, kdy je na kondenzátoru C1 napětí rovné asi jedné třetině napětí napájecího. Výstup operačního zesilovače přejde do vysoké úrovně a kondenzátor C1 se začne nabíjet. Popsaný děj se trvale cyklicky opakuje.



Obr. 60. Generátor pravoúhlého průběhu o kmitočtu 1 kHz

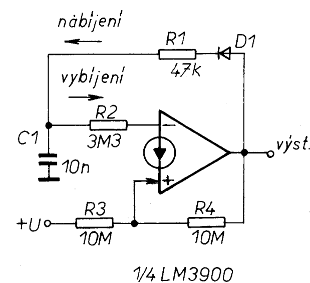


Obr. 61. Generátor pravoúhlého průběhu s proměnnou střídou

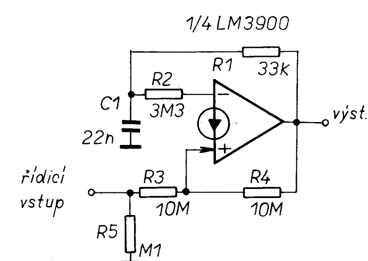
Uvedené zapojení je vhodné pro kmitočty až do několika kHz. Protože obvod LM3900 má rychlost přeběhu pouze asi 0,5 V/μs, nejsou hrany generovaných pravoúhlých impulsů příliš strmé. Střída impulsů je přibližně 1:1.

Na obr. 61 je uveden způsob řízení střídy generovaného pravoúhlého signálu. Kondenzátor C1 se nabíjí přes horní polovinu potenciometru RV1, horní diodu a rezistor R1 a vybíjí se přes R1, dolní diodu a dolní polovinu potenciometru RV1. Potenciometrem RV1 lze měnit střídu v rozsahu 1:10 až 10:1.

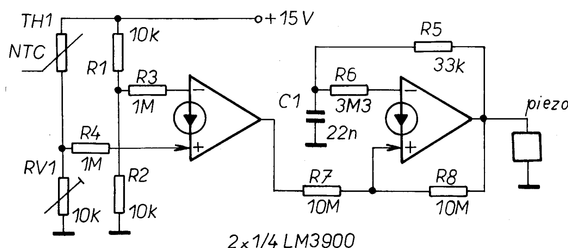
Zapojení na obr. 62 je obměnou předchozího zapojení a slouží ke ge-



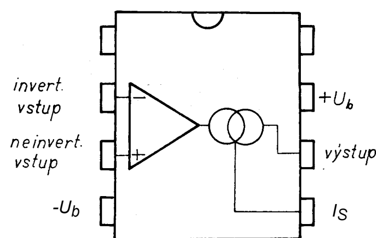
Obr. 62. Jednoduchý impulsní generátor



Obr. 63. Astabilní multivibrátor 1 kHz s blokováním



Obr. 64. Detektor překročení maximální teploty s akustickou signalizací



Obr. 66a. Zapojení vývodů obvodu CA3080 v pouzdře DIL8

nerování periodických úzkých impulsů. Kondenzátor C1 se nabíjí přes kombinaci R1, D1 a vybíjí se přes R2. Střída generovaných impulsů je asi 1:60.

Na obr. 63 je základní obvod z obr. 60, který je rozšířen o možnost zapínat generovaný signál. Základní zapojení je modifikováno tak, že rezistor R3 je vyveden na řídicí vstup a řídicí vstup je spojen přes rezistor R5 se zemí. Generátor pracuje jen tehdy, je-li řídicí vstup připojen k napájecímu napětí.

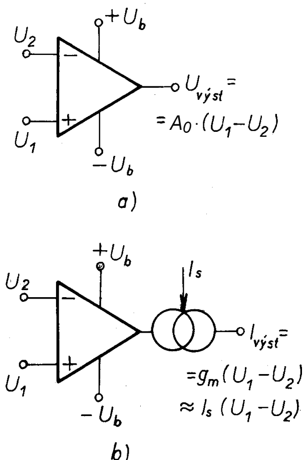
Obr. 64 ukazuje zapojení, složené z obvodů podle obr. 47 a obr. 63. Výsledné zapojení pracuje jako detektor překročení maximální teploty s akustickou signalizací. Při překročení zvolené teploty se zapne generátor signálu o kmitočtu 1 kHz a piezoelektrický měnič vydává zvukový signál.

Transkonduktanční operační zesilovač (OTA) CA3080

Integrovaný obvod CA3080 [6] je zvláštním druhem operačního zesilovače, označovaného jako OTA (Operational Transconductance Amplifier).

OTA se používá např. jako napěťově řízený zesilovač, napěťově řízený rezistor, napěťově řízený filtr nebo napěťově řízený oscilátor.

Obvod CA3080 je OTA první generace a nemá proto některé přednosti svého následníka LM13600, jako jsou např. linearizační diody, omezující zkreslení, a výstup s malou impedancí. LM13600 navíc obsahuje dva zesilovače v jednom pouzdře. Přesto je však obvod CA3080 často používán.



Obr. 65. a) - Konvenční operační zesilovač, b) - OTA

Princip OTA CA3080

Na obr. 65a je schématický znak konvenčního operačního zesilovače s diferenčními vstupy. Jeho výstupní napětí $U_{výst}$ je vyjádřeno rovnicí:

$$U_{výst} = A_0 \cdot (U_1 - U_2),$$

kde A_o je zesílení naprázdno (typicky asi 100 000), U_1 je napětí na neinvertujícím vstupu a U_2 napětí na invertujícím vstupu.

Napěťové zesílení naprázdno konvenčního operačního zesilovače je konstantní, jeho vstupní impedance je velká a výstupní impedance malá.

Na obr. 65b je schematický znak OTA CA3080. OTA vlastně představuje převodník napětí/proud. OTA má rovněž dva napěťové diferenční vstupy, ale jak je ze schematického znaku zdroje konstantního proudu na výstupu OTA zřejmé, rozdíl vstupních napětí vybudí na výstupu OTA proudový signál ze zdroje proudu s velkou impedancí. Velikost výstupního proudu $I_{výst}$ je vyjádřena součinem:

$$I_{výst} = g_m \cdot (U_1 - U_2),$$

kde g_m [A/V] je činitel napěťového proudového zesílení (přenosová vodivost).

Velikost g_m lze měnit řídicím proudem I_s, který se zavádí do zdroje výstupního proudu. Velikost g_m je přímo úměrná řídicímu proudu I_s a pro obvod CA3080 platí, že:

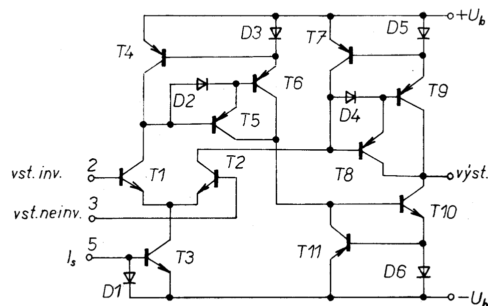
$$g_m = 20 \cdot I_s\,.$$

Řídící proud I_s se může u obvodu CA3080 pohybovat v rozmezí od 0,1 μA až do 1 mA a umožňuje tedy řídit zesílení v poměru až 10 000 : 1.

Celkový proudový odběr obvodu je asi dvojnásobkem řídicího proudu I_s, pohybuje-li se velikost I_s řádově okolo 0,1 μA, je celkový odběr obvodu téměř zanedbatelný. Velikost řídicího proudu lze velmi snadno nastavit sériovým rezistorem, připojeným mezi zdroj napájecího napětí a řídicí vstup I_s.

Na obr. 66a je zapojení vývodů obvodu CA3080 v pouzdře DIL8 a na obr. 66b je pak vnitřní schéma tohoto obvodu.

Jak je z vnitřního schématu zřejmé, je konstrukce obvodu dosti jednoduchá. Obvod se skládá z diferenčního zesilovače a čtyřnásobného zapojení tzv. proudových zrcadel.

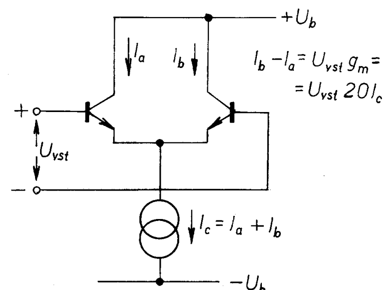


Obr. 66b. Vnitřní schema CA3080

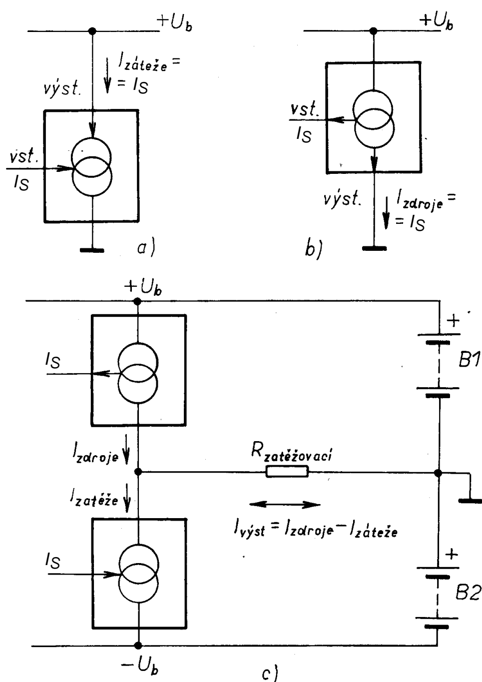
Na obr. 67 je základní zapojení a funkční rovnice obvodu. Emitorový proud I_E diferenčního zesilovače odpovídá součtu obou kolektorových proudů I_a a I_b. Je-li vstupní napětí U_{vst} nulové, jsou proudy I_a a I_b shodné a mají velikost $I_E/2$. Je-li však vstupní napětí U_{vst} nenulové, (maximálně +25 V), jsou proudy I_a a I_b rozdílné a jejich rozdíl $I_a - I_b$ je roven $U_{vst} \cdot g_m$. Velikost g_m je přímo úměrná proudu I_E a při teplotě okolí 25 °C je rovna $20 \cdot I_E$.

Zapojení obvodu v této podobě by bylo ještě značně nedokonalé a proto bylo rozšířeno o již zmíněná proudová zrcadla. Jedno slouží k vnějšímu ovládání emitorového proudu I_E a tím také velikosti g_m. Další tři proudová zrcadla jsou použita k vytvoření proudových rozdílů mezi proudy I_a a I_b a způsobují, že rozdílový proud může být odebírán z výstupu zesilovače.

Typické proudové zrcadlo je třívývodové zapojení, u něhož jsou vstupní a výstupní proud ve fázi. Některá proudová zrcadla pracují jako proudové zátěže (obr. 68a), jiná jako zdroje proudu (obr. 68b). Propojíme-li oba typy proudových zrcadel podle obr. 68c a napájíme-li je symetrickým napětím, protéká zatěžovacím rezistorem rozdílový proud.



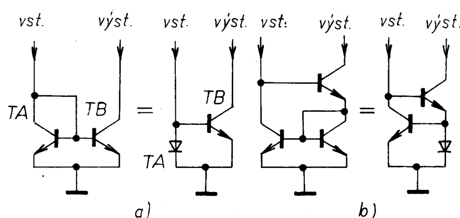
Obr. 67. Princip funkce obvodu CA3080



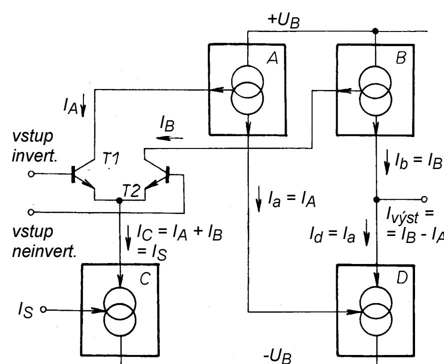
Obr. 68. a) - proudová zátěž s proudovým zrcadlem, b) - zdroj proudu s proudovým zrcadlem, d) - při spojení dvou proudových zrcadel protéká zatěžovacím rezistorem rozdílový proud

Na obr. 69 jsou představeny oba typy proudových zrcadel. V nejjednodušším zapojení (obr. 69a) jsou použity dva shodné tranzistory, z nichž TA je zapojen jako dioda. Přesnost zrcadla tohoto zapojení reaguje velmi citlivě na nestejnou velikost proudového zesílení obou tranzistorů. Vylepšené zapojení podle obr. 69b je odolné vůči změnám proudového zesílení obou tranzistorů a má mimo to i větší výstupní impedanci.

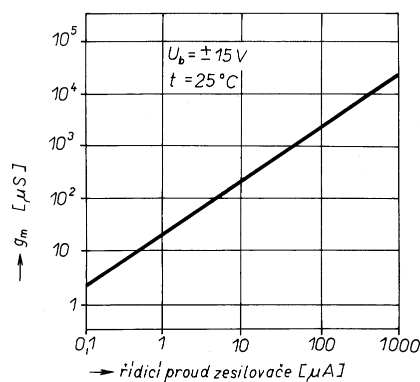
Obr. 70 znázorňuje zjednodušené vnitřní zapojení obvodu CA3080, které se skládá z diferenčního zesilovače a



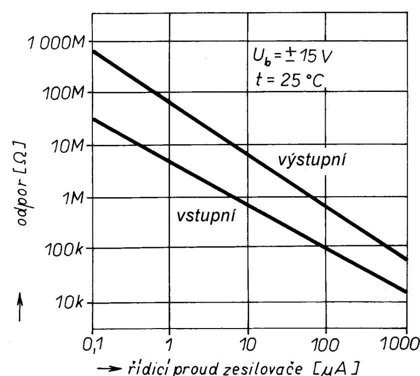
Obr. 69. Příklady proudových zátěží s proudovým zrcadlem



Obr. 70. Blokové schéma CA3080



Obr. 71a. Závislost přenosové vodivosti g_m obvodu CA3080 na řídicím proudu I_S



Obr. 71b. Závislost vstupního a výstupního odporu obvodu CA3080 na řídicím proudu I_S

čtyř proudových zrcadel. Řídicí proud I_S ovlivňuje přes proudové zrcadlo C emitorový proud a tím také velikost g_m a zesílení diferenčního zesilovače z tranzistorů T1 a T2. Kolektorové proudy T1 a T2 jsou zrcadleny proudovými zrcadly A a B a jsou připojeny na řídicí vstup a na vstup proudového spotřebiče proudového zrcadla D. Výsledný výstupní proud $I_{výst}$ odpovídá rozdílovému proudu I_b - I_a.

Prohlédneme-li si nyní ještě jednou schéma na obr. 66b, kde je skutečné vnitřní zapojení obvodu, je funkce obvodu okamžitě zřejmá. Tranzistory T1 a T2 tvoří diferenční zesilovač, dioda D1 s tranzistorem T3 odpovídají proudovému zrcadlu podle obr. 69a. Proudové zrcadlo D obsahuje součástky D6, T10 a T11. Proudová zrcadla A (T4, T5, T6, D2 a D3) a B (T7, T8, T9, D4 a D5) jsou trochu složitější, protože obsahují tranzistory v Darlingtonově zapojení a další diody ke zvětšení spínací rychlosti, aby bylo dosaženo lepších vlastností OTA.

Veškeré provozní parametry obvodu jsou nastavitelné a závisí na řídicím proudu I_S. Maximální výstupní zkratový proud odpovídá řídicímu proudu. Celkový napájecí proud je přesně dvojnásobkem řídicího proudu. Vstupní proudy na vývodech *2* a *3* jsou při lineárním provozu obvodu asi jedna dvousetina řídicího proudu (I_S / 200). Přesná velikost vstupních proudů závisí na okamžitých velikostech proudového zesílení tranzistorů T1 a T2.

Závislost přenosové vodivosti g_m a vstupního a výstupního odporu obvodu CA3080 je graficky znázorněna na obr. 71a a obr. 71b. Na obrázcích jsou typické parametry pro symetrické napájení ±15 V a okolní teplotu 25 °C. Při řídicím proudu 10 μA má g_m typicky velikosti 200 μS ([S] - siemens - je jednotka vodivosti, 1 S = 1 A/V = vodivost odporu 1 Ω), vstupní odpor je 800 kΩ a výstupní odpor 7 MΩ. Při řídicím proudu 1 mA se změní strmost na 20 mS a odpory na 15 kΩ a 70 kΩ.

Zdvih výstupního napětí obvodu závisí na řídicích proudech a zatěžovacím rezistoru na výstupu (vývod *6*). Rychlost přeběhu (a šířka kmitočtového pásma) obvodu závisí na velikosti řídicího proudu a zatěžovací kapacitě na výstupu. Rychlost přeběhu ve [V/μs] je rovna poměru I_S / C_L ; velikost řídicího proudu I_S dosazujeme v [μA] a zatěžovací kapacitu C_L v [pF]. Bez kapacitní zátěže dosahuje obvod CA3080 rychlosti přeběhu 50 V/μs.

Základní parametry obvodu CA3080

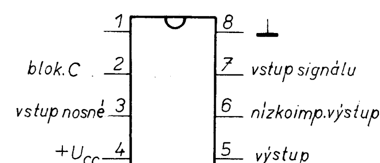
Rozsah provozních napětí:	+4 až +30 V.
Max. vstupní rozdílové napětí:	+5 V.
Max. výkonová ztráta:	125 mW.
Max. vstupní proud signálu:	1 mA.
Max. řídící proud I_S:	2 mA.
Trvání zkratu na výstupu:	libovolně dlouhé.
Přenosová vodivost:	9600 μS (typicky).
Šířka pásma při jednotkovém zesílení:	2 MHz.
Rychlost přeběhu při jednotkovém zesílení:	50 V/μs.
Potlačení součtového signálu:	110 dB (typicky).

Dvojitě vyvážený modulátor SL1640

Obvod SL1640 je výrobkem britské firmy GEC Plessey [7] a je v pouzdru DIL8 - viz obr. 72.

Obvod se používá v kmitočtové oblasti do 75 MHz jako směšovač, fázový komparátor nebo modulátor. Blokové schéma obvodu je na obr. 73. Základní elektrické parametry obvodu SL1640 jsou uvedeny v tab. 5.

Výhodou obvodu SL1640 je, že nevyžaduje vnější součástky pro vytvoření předpětí. Vstupy a výstupy modulátoru musí být navázány na vnější



Obr. 72. Zapojení vývodů obvodu SL1640

Tab. 5. Elektrické parametry obvodu SL1640
(napájecí napětí 6 V, teplota okolí -30 až +85 °C)

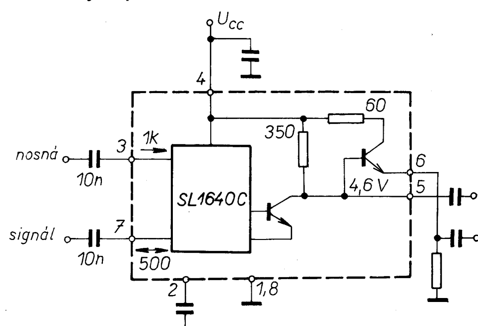
Parametr	Velikost			Jednotka	Podmínky
	min.	typ.	max.		
Napájecí napětí		6	9	V	
Proudový odběr		12	18	mA	
Směšovací zisk	-3	0	+3	dB	
Šumové číslo		10		dB	
Vst. imped. nosné		1		kΩ	
Vst. imped. signálu		500		Ω	
Max. vst. napětí (ef.)		210		mV	
Potlačení signálu		-30		dB	signál: 70 mV (ef.), 1,75 MHz
Potlačení nosné		-30		dB	nosná: 100 mV (ef.), 28,25 MHz výstup: 30 MHz
Intermod. produkty		-45		dB	Signál 1: 42,5 mV (ef.), 1,75 MHz Signál 2: 42,5 mV (ef.), 2MHz Nosná: 100 mV (ef.), 28,25 MHz Výstup: 29,75 MHz

obvody střídavě. Kapacity vazebních kondenzátorů musí být voleny tak, aby jejich reaktance byly malé v porovnání se vstupní a výstupní impedancí obvodu. Aby byl co nejvíce potlačen nosný kmitočet, musí být signálový vstup buzen ze zdroje s malou impedancí a reaktance vstupního vazebního kondenzátoru musí být srovnatelná s impedancí zdroje signálu.

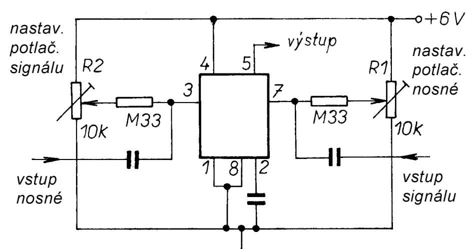
Vývod *2* obvodu musí být blokován vůči zemi kondenzátorem s nejmenší možnou impedancí pro nosný i signálový kmitočet. Při nedostatečném blokování budou hůře potlačeny oba kmitočty a výstupní signál bude zkreslen.

Obvod SL1640 obsahuje vnitřní zatěžovací rezistor o odporu 350 Ω a má dva výstupy.

Napěťový výstup na vývodu *5* je vyveden přímo ze zatěžovacího rezistoru a jeho impedance je dána paralelním spojením odporu 350 Ω a kapacity 8 pF.



Obr. 73. Blokové schéma obvodu SL1640



Obr. 74. Základní zapojení obvodu SL1640

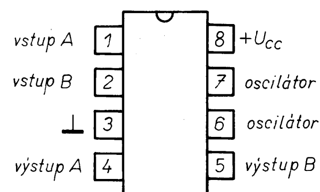
Druhý výstup na vývodu *6* je oddělen vnitřním emitorovým sledovačem a má malou impedanci. Tento výstup je třeba spojit se zemí vnějším pracovním rezistorem o odporu maximálně 1500 Ω. Emitorový sledovač by neměl být využit k buzení kapacitní zátěže, jako např detektorů, protože pak by mohl být výstupní signál zkreslen.

K účinnějšímu potlačení signálového a nosného kmitočtu je doporučeno zapojení podle obr. 74, ve kterém se optimalizuje předpětí obou vstupů modulátoru vnějšími odporovými trimry. Trimry se nastaví tak, aby potlačení signálového a nosného kmitočtu bylo maximální.

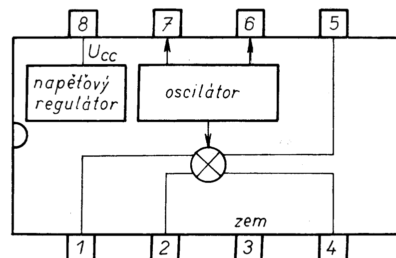
Dvojitě vyvážený směšovač a oscilátor NE602

Obvod NE602 [4] je vyráběn firmou Philips/Signetics. Obvod obsahuje ve vnitřní struktuře dvojitě vyvážený směšovač, oscilátor a regulátor napětí. Obvod NE602 lze nahradit obvodem NE612, který je prakticky shodný.

Obvod je zapouzdřen v pouzdru DIL8, vyrábí se však i v provedení



Obr. 75. Zapojení vývodů obvodu NE602



Obr. 76. Zjednodušené blokové schéma obvodu NE602

SMD (pouzdro SO8). Zapojení vývodů obvodu NE602 je na obr. 75. Blokové schéma obvodu je na obr. 76.

Výrobce zaručuje použití obvodu NE602 až do kmitočtu 200 MHz. Oscilátor může být použit i jako oddělovač vnějšího signálu. Obvod má výborné šumové parametry, malou spotřebu napájecího proudu a vyžaduje minimální počet vnějších součástek. Největší povolené napájecí napětí je 9 V a pracovní teplota se může pohybovat v rozmezí 0 až +70 °C. Základní elektrické parametry obvodu jsou uvedeny v tab. 6. V grafech na obr. 77, obr. 78 a obr. 79 jsou závislosti zisku, proudového odběru a šumového čísla na teplotě při různých napájecích napětích.

Oblast použití obvodu NE602 je široká - lze jej použít jako směšovač a oscilátor v radiostanicích, komunikačních přijímačích, kmitočtových konvertorech a v dalších vysokofrekvenčních aplikacích.

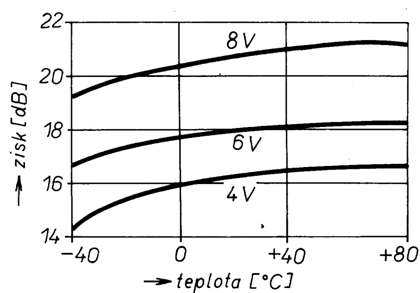
Funkce obvodu NE602 je zřejmá z podrobného schématu vnitřního zapojení na obr. 80.

Diferenční vstupní zesilovač se podílí na větší části dosahovaného směšovacího zisku. Lze tvrdit, že tento di-

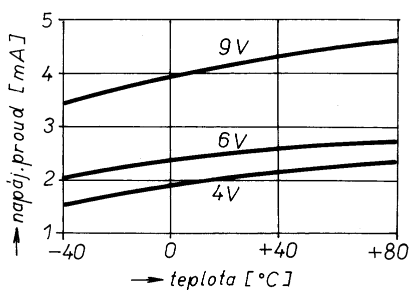
Tab. 6. Elektrické parametry obvodu NE602
(napájecí napětí U_{CC} = +6 V, teplota okolí -30 až +85 °C)

Parametr	Velikost			Jednotka
	min.	typ.	max.	
Rozsah napájecího napětí	4,5		8	V
Proudový odběr		2,4	2,7	mA
Frekvence vstupního signálu			200	MHz
Frekvence oscilátoru			200	MHz
Šumové číslo při 45 MHz		5	6	dB
Vstupní odpor směšovače	1,5			kΩ
Vstupní kapacita směšovače		3	3,5	pF
Výstupní odpor směšovače *		2x 1,5		kΩ

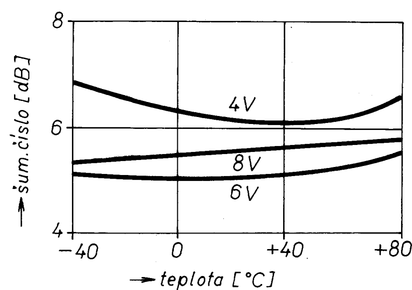
* *Pozn.:* Oba výstupy obvodu jsou vnitřně připojeny na napájecí napětí přes rezistory 1500 Ω.



Obr. 77. Graf závislosti zisku obvodu NE602 na teplotě při různých napájecích napětích



Obr. 78. Graf závislosti proudového odběru obvodu NE602 na teplotě při různých napájecích napětích



Obr. 79. Graf závislosti šumového čísla obvodu NE602 na teplotě při různých napájecích napětích

ferenční zesilovač slouží jako vstupní symetrizační člen, který díky svému symetrickému zapojení potlačuje směšovací produkty druhého řádu.

Symetrický signálový vstup směšovače (vývody *1* a *2*) může být zapojen jako symetrický nebo nesymetrický. Každý ze signálových vstupů má vstupní odpor 1,5 kΩ a kapacitu 3 pF. V případě, že je vstup zapojen jako nesymetrický, je nutno zablokovat nepoužitý vstupní vývod kondenzátorem vůči zemi. Signálové vstupy získávají požadované předpětí z vnitřních zdrojů (na obr. 80 bloky předpětí) a proto už nesmí být dále stejnosměrně spojeny s dalšími obvody nebo se zemí. Vývody *1* a *2* však mohou být stejnosměrně propojeny navzájem.

Příklad nesymetrického zapojení signálových vstupů je na obr. 81a. Nesymetrické zapojení se vyznačuje jednoduchostí, ale má nevýhodu ve větší úrovni nežádoucích směšovacích produktů 2. řádu ve srovnání se zapojením symetrickým.

Příklad symetrického zapojení signálových vstupů je na obr. 81b. Směšovač v tomto zapojení dobře potlačuje směšovací produkty 2. řádu, ale obtížněji se dosahuje impedančního přizpůsobení zdroje vstupního signálu.

Výstup směšovače (vývody *4* a *5*) je rovněž symetrický. Oba výstupní vývody jsou připojeny přes vnitřní rezistory o odporu 1,5 kΩ k napájecímu napětí a proto nepotřebují žádné vnější napájení. Výstup směšovače může být zapojen nesymetricky i symetricky.

Příklad nesymetrického zapojení výstupu směšovače je na obr. 81c. Jak je vidět z obrázku, je zapojení velmi jednoduché, jeho nevýhodou je však zmenšení směšovacího zisku o 3 dB a horší oddělení zátěže než u zapojení symetrického.

Příklad symetrického zapojení výstupu je na obr. 81d. Toto zapojení má proti nesymetrickému zapojení o 3 dB větší směšovací zisk a lepší oddělení zátěže (filtru) od směšovače.

Obvod vnitřního oscilátoru je tvořen emitorovým sledovačem a oddělovačem. Vývody *6* (báze oscilátoru) a *7* (emitor oscilátoru) nepotřebují vnější předpětí, pouze vývod *6* může být stejnosměrně propojen s napájecím napětím.

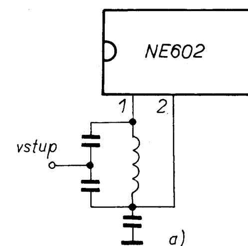
Vnitřní oscilátor může pracovat jako krystalový s vnějším krystalem nebo jako oscilátor *LC* s vnějším rezonančním obvodem *LC*.

Pozn. red.: Při kmitočtech nad asi 100 MHz vnitřní oscilátor špatně kmitá, protože emitorovým sledovačem teče příliš malý proud a tranzistor sledovače má malou strmost. Proud emitorovým sledovačem (a ochotu oscilátoru kmitat) lze zvětšit připojením vnějšího rezistoru o přiměřeném odporu paralelně k vnitřnímu emitorovému rezistoru (o odporu 20 kΩ). Maximální povolená velikost proudu tranzistorem sledovače nebyla v katalogu nalezena, lze však předpokládat, že může být až několik mA.

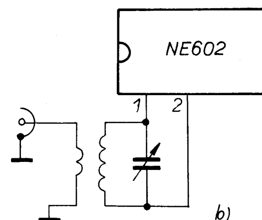
Vnitřní oscilátor obvodu NE602 nemusí být využit a na vývod *6* může být připojen signál z vnějšího oscilátoru nebo z kmitočtového syntezátoru.

Efektivní hodnota vysokofrekvenčního napětí, přiváděného na vývod *6*, by měla být asi 200 až 300 mV. Dodržení této velikosti napětí je kritičtější při vyšších kmitočtech okolo 200 MHz.

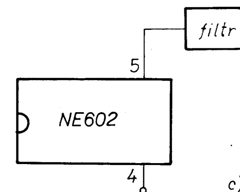
Typický napájecí proud obvodu NE602 je asi 2,5 mA při napětí 6 V a proto je tento obvod vhodný i pro pou-



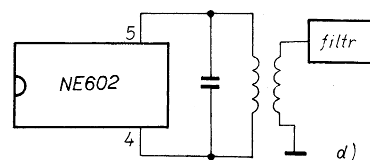
Obr. 81a. Nesymetrické zapojení vstupu obvodu NE602



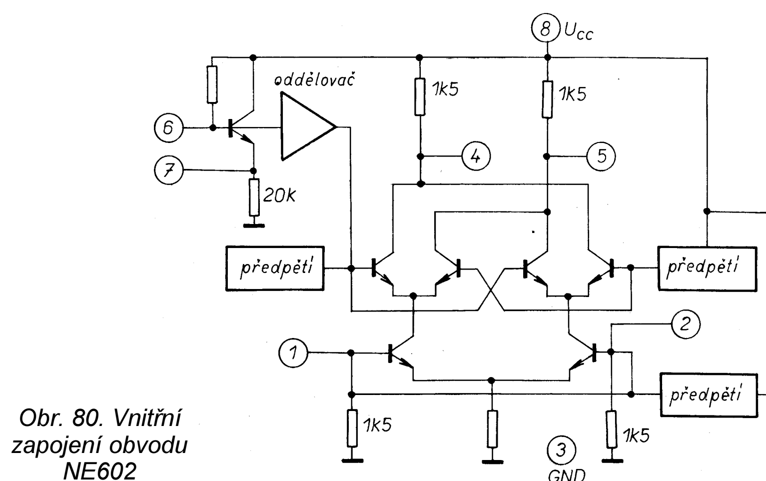
Obr. 81b. Symetrické zapojení vstupu obvodu NE602 pro potlačení nežádoucích směšovacích produktů 2. řádu



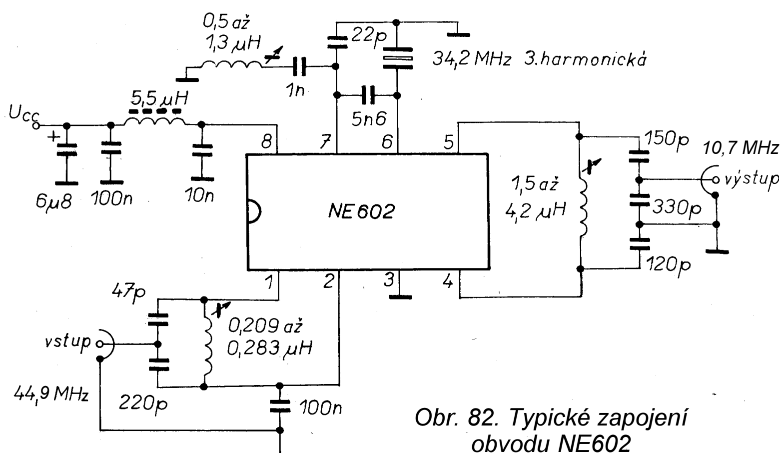
Obr. 81c. Nesymetrické zapojení výstupu obvodu NE602



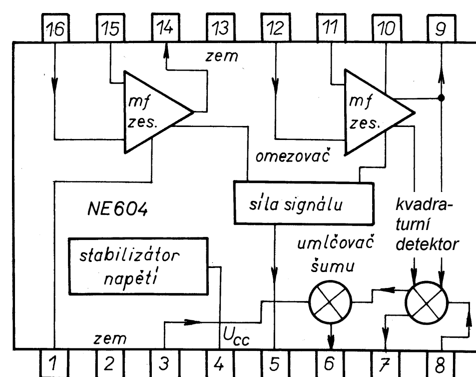
Obr. 81d. Symetrické zapojení výstupu obvodu NE602 pro zvětšení zisku o 3 dB



Obr. 80. Vnitřní zapojení obvodu NE602



Obr. 82. Typické zapojení obvodu NE602



Obr. 84. Blokové schéma obvodu NE604

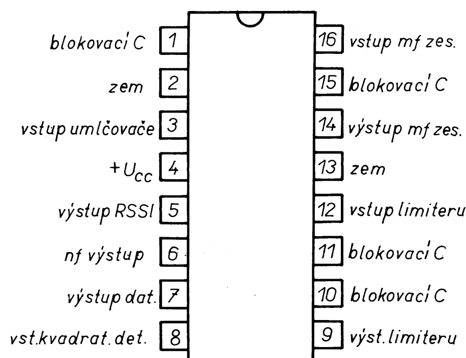
žití v přenosných zařízeních, napájených z baterie, kde je vyžadována malá spotřeba.

Schéma typické aplikace obvodu v přijímači, pracujícím na kmitočtu 44,9 MHz, je na obr. 82. Použitý krystal kmitá na třetí harmonické a má zatěžovací kapacitu 5 pF.

NE604 - mezifrekvenční zesilovač pro FM s malým příkonem

NE604 [4] je komplexní obvod pro mezifrekvenční zesilovače FM. Obvod zahrnuje funkce dvou oddělených omezovacích mezifrekvenčních zesilovačů, kvadraturního detektoru, umlčovače šumu, logaritmického indikátoru síly signálu a napěťového regulátoru (stabilizátoru). Obvod NE604 lze nahradit obvodem NE614, který je prakticky shodný.

Mezi pozoruhodné vlastnosti obvodu NE604 patří kromě malé proudové spotřeby (typicky 2,3 mA) také logaritmický indikátor síly signálu s rozsahem větším než 90 dB, malý počet potřebných vnějších součástek, vhodnost pro připojení keramických nebo krystalových filtrů, nízkofrekvenční umlčovač šumu a výborná citlivost (1,5 µV na vstupních svorkách pro 12 dB odstup s/š na 455 kHz).



Obr. 83. Zapojení vývodů obvodu NE604

Obvod NE604 se používá v radiových systémech, v komunikačních přijímačích, v mezifrekvenčních zesilovačích FM, v měřičích úrovně vysokofrekvenčních signálů, ve spektrálních analyzátorech atd.

Parametry obvodu NE604

Obvod se vyrábí se v plastovém pouzdře DIL16 nebo v pouzdře SO-16 pro povrchovou montáž. Zapojení vývodů pouzdra je na obr. 83.

Mezní napájecí napětí obvodu NE604 je 9 V a rozmezí provozních teplot je 0 až 70 °C. Nejdůležitější elektrické parametry obvodu jsou shrnuty v tab. 7 a v grafech na obr. 85 až obr. 91.

Blokové schéma obvodu je na obr. 84.

První mf zesilovače (se vstupy na vývodech *16* a *15*) má zisk 30 dB, šířku pásma 15 MHz, vstupní impedanci 1,5 kΩ a výstupní impedanci 1 kΩ.

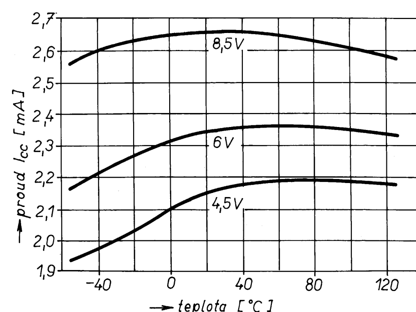
Druhý mf zesilovač - omezovač - (se vstupy na vývodech *12* a *11*) má zisk 60 dB, šířku pásma 15 MHz a vstupní impedanci 1,5 kΩ.

Mezifrekvenční filtr se zapojuje mezi první a druhý mezifrekvenční zesilovač. V tomto uspořádání filtr kromě filtrace mf signálu také zmenšuje širokopásmový šum obvodu.

Kvadraturní detektor (vývod *8*) má vstupní impedanci 40 kΩ. Datový (neumlčovaný) výstup detektoru (vývod *7*) a nízkofrekvenční (umlčovaný) výstup (vývod *6*) mají oba shodnou výstupní impedanci 50 kΩ. Signál na datovém výstupu je vůči signálu na nf výstupu fázově otočen o 180 °.

Umlčovací vstup (vývod *3*) má velkou vstupní impedanci. Pro uzavření nf výstupu (pro umlčení nf signálu) je nutné na umlčovací vstup přivést napětí +3 V až +5 V (vysokou úroveň logiky CMOS nebo TTL). Umlčovací obvod zeslabí úroveň nf signálu o 60 dB.

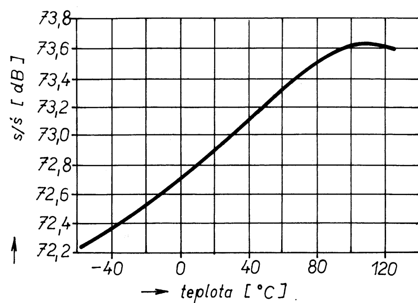
Logaritmický indikátor síly signálu má proudový výstup, který poskytuje proud max. 50 µA. Citlivost indikátoru je charakterizována změnou výstupní-



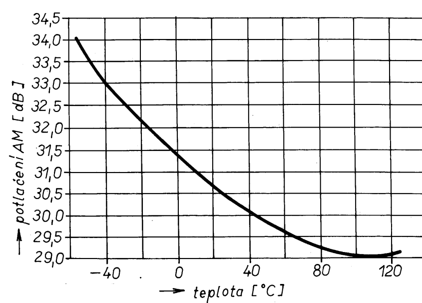
Obr. 85. Graf závislosti napájecího proudu na napájecím napětí U_{CC} a na teplotě

Tab. 7. Elektrické parametry obvodu NE604 (napájecí napětí U_{CC} = +6 V, teplota okolí 25 °C)

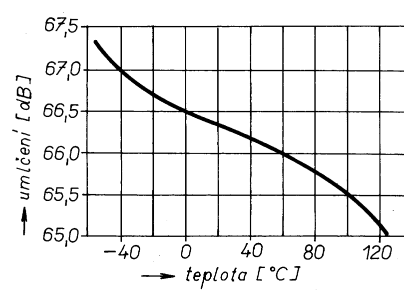
Parametr	Velikost			Jednotka
	min.	typ.	max.	
Rozsah napájecího napětí	4,5		8	V
Proudový odběr		2,3	2,7	mA
Mezifrekvenční kmitočet			10,7	MHz
Rozsah indikace síly signálu		90		dB
Přesnost indikace síly signálu		±1,5		dB
Vstupní impedance mf zesilovače	1,5			kΩ
Výst. impedance mf zesilovače	1			kΩ
Vstupní impedance omezovače	1,5			kΩ
Výst. impedance datového výstupu	50			kΩ
Výst. impedance umlčovače šumu		50		kΩ
Vstupní práh spínače umlčovače				
- zapnutí	1,7			V
- vypnutí			1,0	V



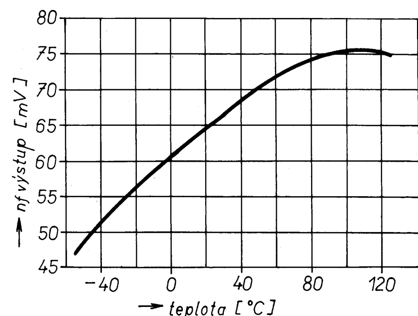
Obr. 86. Graf závislosti poměru s/š na teplotě



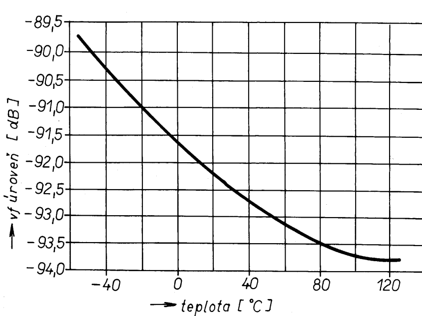
Obr. 88. Graf závislosti potlačení amplitudové modulace na teplotě



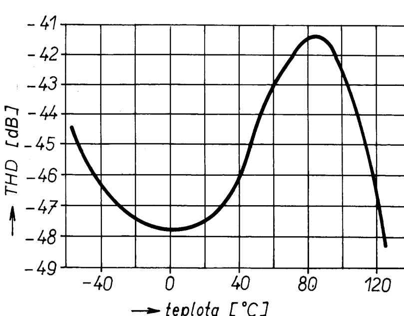
Obr. 90. Graf závislosti útlumu umlčovače na teplotě



Obr. 87. Graf závislosti velikosti výstupního nf napětí na teplotě



Obr. 89. Graf závislosti omezovací úrovně vf signálu na teplotě



Obr. 91. Graf závislosti celkového harmonického zkreslení na teplotě

ho proudu indikátoru o přibližně 10 μA při změně úrovně mf signálu na vstupu prvního mf zesilovače o 20 dB a je závislá na mf kmitočtu.

Vstupy a výstupy obvodu na vývodech *1*, *16*, *15*, *14*, *12*, *11*, *10*, *9*, a *8* nepotřebují vnější předpětí a musí být spojeny s vnějšími obvody střídavou vazbou.

Popis vnitřního zapojení obvodu NE604

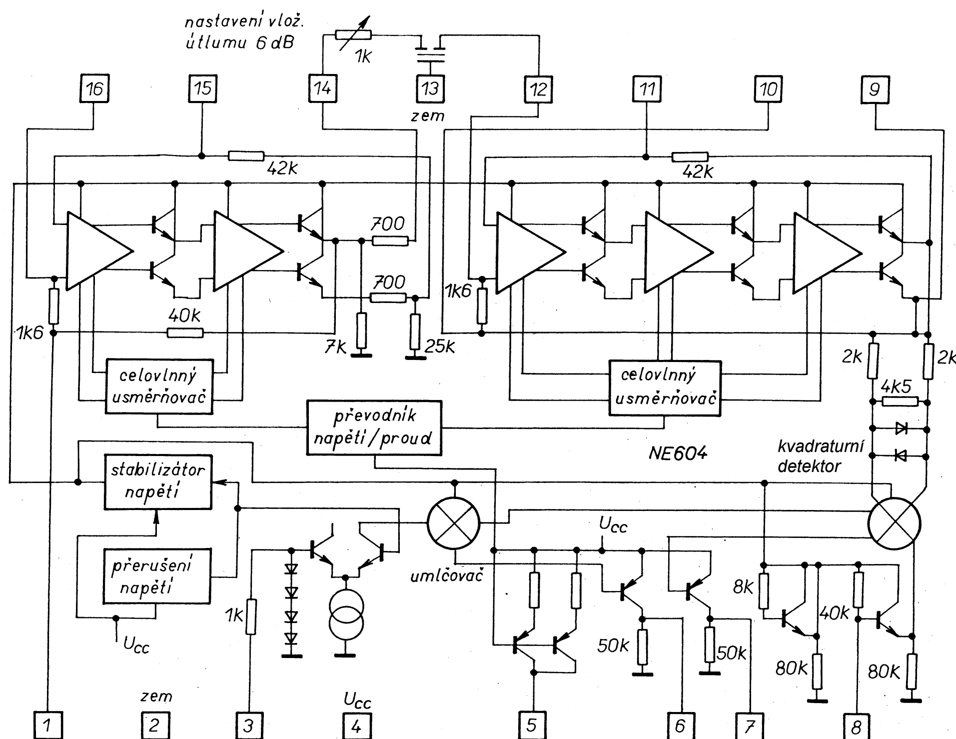
Podrobné blokové schéma obvodu NE604 je na obr. 92.

Mezifrekvenční zesilovač je tvořen pěti diferenčními stupni a má celkový zisk okolo 90 dB. Pro zvětšení selektivity mf zesilovače a pro potlačení širokopásmového šumu je za druhým zesilovacím stupněm možno připojit vnější mezifrekvenční filtr (keramický, krystalový nebo *LC*).

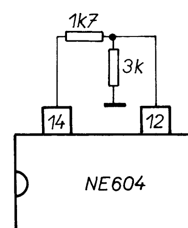
Vstup prvního diferenčního stupně na vývodech *15* a *16* bývá obvykle zapojen tak, že vývod *15* bývá vysokofrekvenčně uzemněn blokovacím kondenzátorem a vývod 16 je „živý“ vstup mf zesilovače. Zisk prvních dvou stupňů je typicky 40 dB. Výstup druhého diferenčního stupně je připojen na vývod *14*. Podobně jako první zesilovací stupeň i třetí diferenční stupeň se zapojuje s vysokofrekvenčně uzemněným vstupním vývodem *11*, zatímco vstupní vývod *12* je použit jako „živý“.

Všech pět zesilovacích stupňů je zapojeno identicky a všechny mohou pracovat jako omezovače při dostatečné úrovni mf signálu.

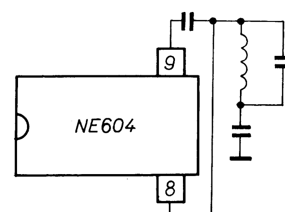
Údaj indikátoru síly signálu je správný, je-li mezi vývody *14* a *12* obvodu NE604 zapojen mf filtr s vložným útlumem 6 dB. Pro úplnost je na obr. 93 odporový dělič s útlumem 6 dB, který



Obr. 92. Podrobné blokové schéma obvodu NE604



Obr. 93. Obvod s vložným útlumem 6 dB



Obr. 94. Obvod pro posun fáze mf signálu pro kvadraturní detektor

může sloužit k proměření charakteristiky indikátoru bez použití mf filtru. Výstupní impedance obou částí mf zesilovače (vývody *14* a *9*) je shodná a je rovna 1 kΩ.

Kvadraturní detektor kmitočtově demoduluje mf signál tak, že násobí dva mf signály. První mf signál se přivádí do detektoru vnitřně z výstupu mf zesilovače. Druhý mf signál je vůči prvnímu posunut fázově o 90 ° a přivádí se na vstup *8* detektoru. K fázovému posuvu se používá vnější laděný obvod nebo keramický diskriminátor, který se zapojuje mezi vývody *8* a *9* (viz obr. 94).

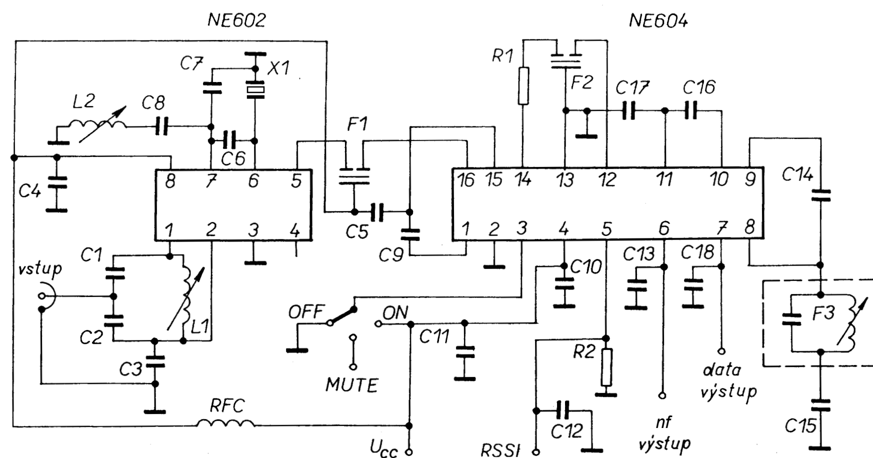
Demodulovaný nf signál je vyveden na datový výstup (vývod *7*) a přes obvod umlčovače na nf výstup (vývod *6*).

Výstupní proud indikátoru síly přijímaného signálu (S-metru) je odvozen od velikosti mf signálu v jednotlivých stupních mf zesilovače. Mf signály z jednotlivých stupňů se celovlnně usměrňují a usměrněná napětí se sčítají součtovým zesilovačem. Na výstupu součtového zesilovače je zdroj konstantního proudu,který je realizován proudovým zrcadlem. Výstup indikátoru síly signálu je vyveden na vývod *5*. Proud z vývodu *5* má v dynamickém rozsahu 90 dB logaritmickou závislost (s přesností 1,5 dB) na napětí vstupního mf signálu. Mezi vývod *5* a zem se obvykle připojuje rezistor o odporu 100 kΩ, který převádí proud na napětí. Toto napětí pak může být měřeno voltmetrem se stupnicí ocejchovanou ve stupních síly signálu.

Typické aplikace

Na obr. 94 je **základní zapojení mezifrekvenčního zesilovače** s obvodem NE604 a minimem vnějších součástek.

Schéma na obr. 95 představuje **jednoduchý přijímač** typu superheterodyn, ve kterém je obvod NE602 zapojen jako směšovač a místní oscilátor a obvod NE604 jako mf zesilovač a demodulátor FM. Přijímač je určen pro příjem signálu o kmitočtu 45 MHz s úzkopásmovou kmitočtovou modulací.



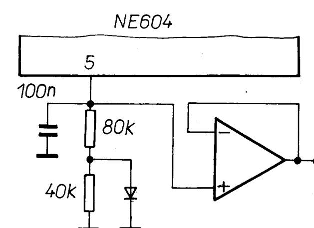
Obr. 95. Zapojení jednoduchého přijímače signálu o kmitočtu 45 MHz s úzkopásmovou FM

Svorka označená RSSI je výstup indikátoru síly signálu. Svorka s nápisem MUTE je vstup signálu pro ovládání umlčovače nf signálu. Přepínačem, se kterým je svorka MUTE spojena se ovládá funkce umlčovač. V poloze OFF je umlčovač trvale otevřen (propouští nf signál), v poloze ON je trvale uzavřen.

Přijímač je napájen napětím asi 5 V, které se přivádí mezi svorku U_{CC} (kladný pól napájení) a zem (záporný pól napájení).

Laděný obvod F3 kvadraturního detektoru posouvá fázi mf signálu. Demodulovaný nezkreslený nf signál dostaneme jen tehdy, je-li kmitočtový zdvih mf signálu v mezích linearity S-křivky detektoru.

Linearitu kvadraturního detektoru může také ovlivnit změna teploty, zvláště v případech většího činitele jakosti Q použité cívky. Bude-li přijímač navrhován pro široký rozsah provozních teplot, je třeba brát tuto okolnost v úvahu. Většina cívek má kladný teplotní součinitel indukčnosti (indukčnost se zvětšuje se vzrůstající teplotou). Bude-li tedy pro laděný obvod vybrán kondenzátor se záporným teplotním součinitelem s přibližně stejnou absolutní velikostí, jako má součinitel cívky, bude změna kmitočtu laděného obvodu minimální.



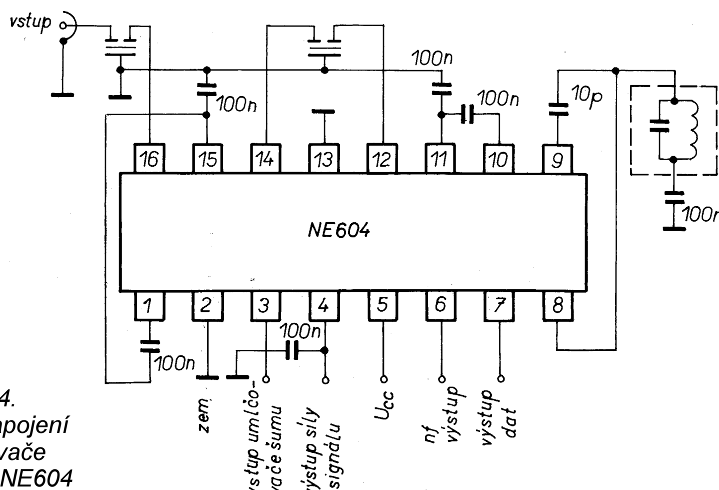
Obr. 96. Kompenzační obvod indikátoru síly signálu

Teplotně závislý je rovněž výstupní proud indikátoru síly signálu. Při konstantní velikosti vstupního mf signálu se při vzrůstu teploty výstupní proud indikátoru zvětšuje. Kompenzační obvod pro zmírnění tohoto nežádoucího jevu je na obr. 96. Kompenzace je dosaženo zmenšováním zatěžovací impedance při zvyšování teploty.

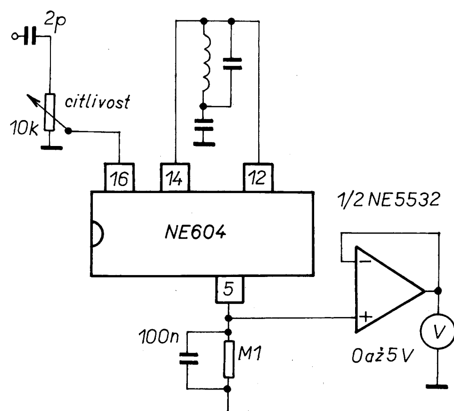
Hodnoty součástek přijímače z obr. 95 jsou uvedeny v následující rozpisce.

Rozpiska součástek přijímače z obr. 95

R1	1,5 kΩ, miniaturní
R2	100 kΩ, 1 %, metal.
C1	47 pF, 2 %, keram.
C2	220 pF, 2 %, keram.
C3	100 nF, fóliový
C4	10 nF, keram.
C5	100 nF, fóliový
C6	5,6 pF, keram.
C7	22 pF, 2 %, keram.
C8	1 nF, keram.
C9	100 nF, fóliový
C10	100 nF, fóliový
C11	6,8 μF/16 V, tantal.
C12	1 nF, keram.
C13	15 nF, fóliový
C14	10 pF, keram.
C15	100 nF, fóliový
C16	100 nF, fóliový
C17	100 nF, fóliový
C18	150 pF, 2 %, keram.
RFC	5,6 μH, tlumivka
L1	0,21 až 0,28 μH, cívka
L2	0,5 až 1,3 μH, cívka
F1	keramický filtr 455 kHz



Obr. 94. Základní zapojení mf zesilovače s obvodem NE604

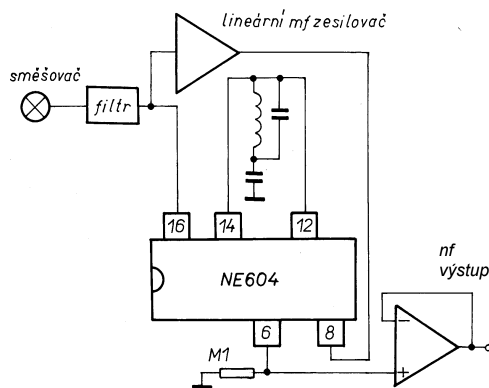


Obr. 97. Převodník LOG/LIN pro měřič síly pole. Vstup vf signálu je svorka vlevo nahoře

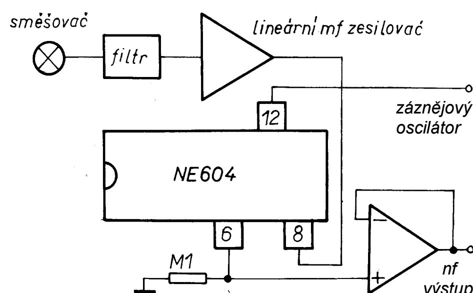
F2	keramický filtr 455 kHz
F3	mf transformátor 455 kHz
X1	krystal 44,545 MHz
IO1	NE602
IO2	NE604

Na obr. 97 je obvod NE604 zapojen jako **převodník LOG/LIN** v měřiči síly pole (nebo ve vf voltmetru). Převodník LOG/LIN se používá pro převod úrovně vf signálu (vyjádřené v [dB]) na napětí (ve [V]). Lineární voltmetr, zapojený na výstupu převodníku, má pak lineární stupnici úrovně (v [dB]).

Obvod NE604 je pro použití v převodníku LOG/LIN velmi vhodný, protože obsahuje indikátor síly signálu, který má logaritmickou převodní charakteristiku a pracuje s dostatečnou přesností v dynamickém rozsahu větším než 90 dB.



Obr. 98. Synchronní demodulátor signálu AM



Obr. 99. Produkt-detektor s NE604

Na obr. 98 je obvod NE604 zapojen jako **synchronní demodulátor signálu AM**.

Amplitudově modulovaný mf signál je veden z mf filtru na vstup *16* mf zesilovače/omezovače obvodu NE604 a současně na další lineární mf zesilovač. Výstupní signál z lineárního zesilovače je přiveden na kvadraturní detektor, kde se směšuje s nosnou vlnou z omezovače. Výsledkem směšování je demodulovaný nf signál. Při hloubce modulace 90 % je možno dosáhnout zkreslení nf signálu asi 1 %.

Na obr. 99 je obvod NE604 zapojen jako **produkt-detektor** (směšovací demodulátor) pro zpracování mf signálu s modulací CW, SSB a DSB.

Zpracovávaný signál se zesiluje vnějším lineárním mf zesilovačem a přivádí se na vstup *8* kvadraturního detektoru obvodu NE604. Signál ze záznějového oscilátoru je přiveden do obvodu NE604 na vstup mf zesilovače. Kvadraturní detektor oba signály směšuje a tím odděluje nf modulaci ze signálu zpracovávaného.

Po doplnění jednoduchého přepínače funkcí může být jediný obvod NE604 použit v komunikačním přijímači jako detektor FM, AM i SSB.

ZN414Z, ZN415E a ZN416E - přijímače AM

Obvody jsou určeny pro stavbu přímozesilujících přijímačů AM pro kmitočtové pásmo středních a dlouhých vln. Obvody vyrábí firma GEC Plessey a jsou popsány v [7].

Základní obvod této řady - ZN414Z - je zapouzdřen v plastovém pouzdře TO 92, takže vypadá jako obyčejný tranzistor se třemi vývody.

Další obvody této řady - ZN415E a ZN416E - se vyrábějí v pouzdře DIL8 a jsou oproti základnímu obvodu ZN414Z rozšířeny o vestavěný nf předzesilovač, který u obvodu ZN416E může vybudit sluchátka s malou impedancí. V dalším textu bude popisován obvod ZN416E, který je na našem trhu dostupný.

Konstrukce přímozesilujícího přijímače AM pro dlouhé a střední vlny s tímto obvodem je velmi snadná a výhodná. Mezi hlavní přednosti obvodu patří napájecí napětí 1,5 V (z jediného suchého článku) a nepatrná spotřeba napájecí energie, minimální počet vnějších součástek, jednoduché nastavení a oživení přijímače, možnost přímého připojení sluchátek 2x 32 Ω a velice dobrá kvalita nf signálu.

Obvod ZN416E je dodáván v pouzdře DIL8. Blokové schéma obvodu s naznačeným připojením vnějších součástek je na obr. 100. Z obrázku je zřejmé i zapojení vývodů pouzdra.

Obvod obsahuje vf zesilovač, detektor AM, obvod AGC (automatického řízení zisku) a nf zesilovač.

Blokové zapojení vf zesilovače a detektoru AM, které jsou na obr. 100 obsaženy v bloku ZN414, je na obr. 101.

Na obr. 101 je vlastně blokové schéma nejjednoduššího obvodu ZN414Z z popisované skupiny obvodů.

Nejdůležitější elektrické parametry obvodu ZN416E jsou shrnuty v tab. 8. Na obr. 102 je graf závislosti dosažitelného rozkmitu nf výstupního napětí na napájecím napětí.

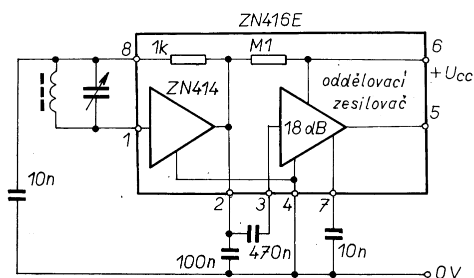
Při návrhu desky s plošnými spoji je nutno rozmisťovat součástky a vést spoje podle určitých zásad, které jsou společné všem konstrukcím z oboru vf tecniky. Pro obvod ZN416E platí zejména:

1) Blokovací kondenzátor vývodu *2* musí být připojen k zemi co nejblíže u tohoto vývodu.

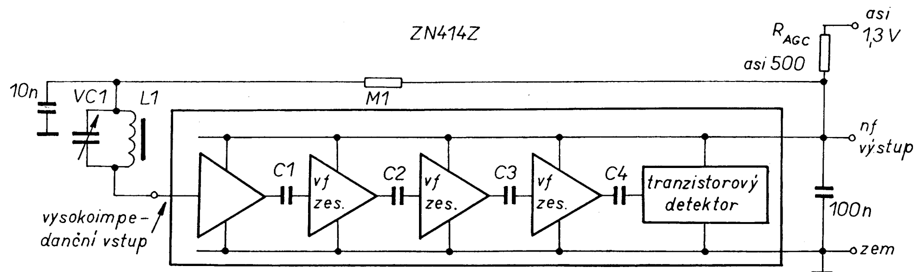
2) Všechny vývody ZN416E je nutno připojovat co nejkratšími spoji.

3) Součástky laděného obvodu (ladicí kondenzátor a feritová anténa) musí být dostatečně vzdáleny od reproduktoru a napájecí baterie a jejich vývodů.

4) „Zemní“ vývod ladicího kondenzátoru nesmí být přímo uzemněn, ale musí být připojen do bodu, ve kterém jsou spojeny kondenzátor o kapacitě 10 nF a rezistor o odporu 100 kΩ (viz obr. 101).



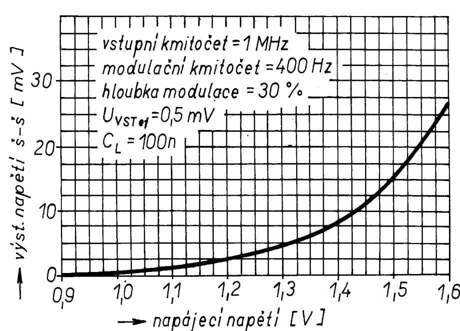
Obr. 100. Blokové schéma obvodu ZN416E. K vývodu 5 se připojují sluchátka o impedanci 2x 32 Ω



Obr. 101. Blokové schéma obvodu ZN414Z

Tab. 8. Elektrické parametry obvodu ZN416E
(napájecí napětí U_{CC} = +1,4 V, teplota okolí 25 °C)

Parametr	Velikost			Jednotka
	min.	typ.	max.	
Napájecí napětí U_{CC}	1,1	1,3	1,6	V
Odběr se sluchátky 64 Ω		4	5	mA
Kmitočtový rozsah	0,15		3	MHz
Vstupní odpor		4		MΩ
Prahová citlivost		5		μV
Selektivita		4		kHz
Zkreslení THD		3		%
Rozsah AGC		20		dB
Napěťový zisk nf zesilovače		18		dB
Horní mezní kmitočet nf zesil.				
- 0 nF mezi vývodem *7* a zemí		20		kHz
- 10nF mezi vývodem *7* a zemí		10		kHz
Dolní mezní kmitočet nf zesil.				
- 0,47 μF mezi vývody *2* a *3*		50		Hz
Klidové výstupní napětí		200		mV
Rozsah pracovních teplot	0		70	°C



Obr. 102. Graf závislosti dosažitelného rozkmitu nf výstupního napětí na napájecím napětí

Aby měl přijímač dostatečnou selektivitu, musí mít vstupní laděný obvod co největší činitel jakosti Q. Pokud se podaří dosáhnout činitele jakosti řádově stovek, může mít přijímač s obvodem ZN416E selektivitu srovnatelnou se selektivitou superhetu.

Pro dosažení dostatečného činitele jakosti vstupního laděneho obvodu se musí použít vzduchový ladicí kondenzátor s keramickou izolací (v nouzi však vyhoví i miniaturní otočný kondenzátor se styroflexovou izolací) a kvalitní feritová anténa s cívkou navinutou vf lankem. Použitá feritová anténa může mít libovolnou délku, s delší anténou se však dosáhne větší směrovosti.

Pokud se bude přijímač používat v oblasti s velmi silným signálem (v blízkosti vysílače), může se tímto signálem zahltit vstupní zesilovač. Sílu signálu místního vysílače zmenšíme natočením feritové antény tak, aby se signál co nejvíce zeslabil.

Na zdánlivou selektivitu přijímače mají vliv ještě další činitele. Jeden z nich spočívá v tom, že zesílení vf zesilovačů je řízeno napětím AGC, které vyrovnává (zplošťuje) kmitočtovou charakteristiku vstupního laděného obvodu. Nesprávně nastavené AGC působí při příjmu silné stanice tak, že tato stanice zabírá mnohem větší šířku pásma než je nezbytné. V krajním případě může být vstup zesilovače zahlcen dříve, než obvod AGC zmenší zesílení vf zesilovače. Zahlcení vstupu vf zesilovače má za následek i zmenšení výstupního nf napětí.

Na obr. 103 je nejjednodušší přijímač s obvodem ZN414Z.

Indukčnost a kapacita součástek vstupního laděného okruhu jsou určeny kmitočtem přijímaného signálu.

Zvuk je reprodukován vysokoimpedančními krystalovými sluchátky nebo piezoreproduktorem. Je-li požadováno ovládání hlasitosti, nahradíme rezistor 270 Ω v emitoru výstupního tranzistoru sériovou kombinací rezistoru 100 Ω a potenciometru 250 Ω.

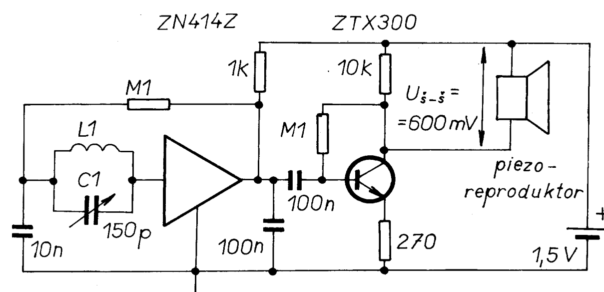
Na obr. 104 je schéma domácího přenosného přijímače Trifid.

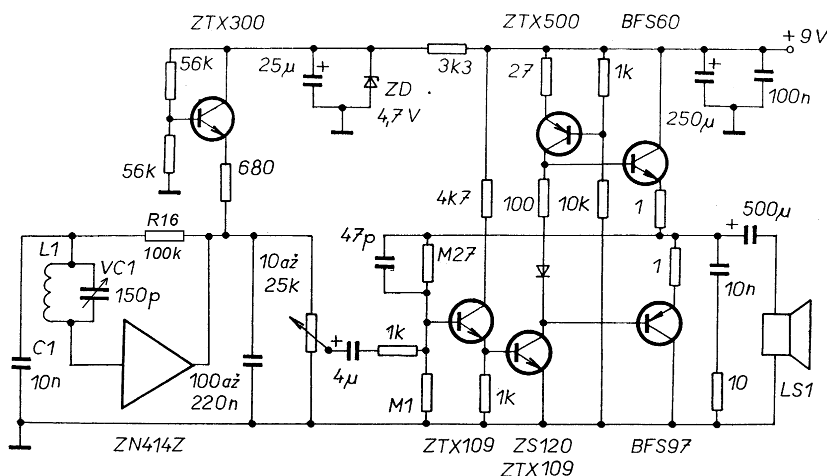
Přijímaný vf signál je zesílen a demodulován obvodem ZN414Z. Demodulovaný nf signál je veden přes potenciometr pro ovládání hlasitosti do tranzistorového výkonového zesilovače. K výstupu zesilovače je připojen běžný dynamický reproduktor o impedanci 8 Ω.

Přijímač je napájen napětím 9 V, nejlépe ze síťového adaptéru. Napětí pro vstupní část přijímače je stabilizováno Zenerovou diodou se Zenerovým napětím 4,7 V a pak je zmenšeno na potřebnou velikost asi 1,6 V tranzistorem zapojeným jako emitorový sledovač.

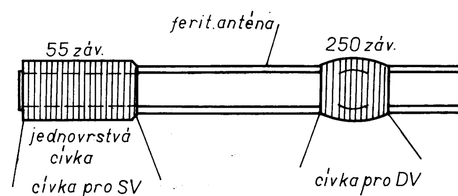
Vstupní laděný obvod na obr. 104 je určen pro rozsah středních vln (tj. 0,55 až 1,6 MHz). Cívka L1 je umístěna na feritové anténní tyčce (viz obr. 105). Feritová tyčka má průměr 8 až 10 mm a délku asi 150 mm. Cívka L1 má 55 závitů vf lanka (např. 20x 0,05 mm) navinutého v jedné vrstvě na trubce z izolačního materiálu (např. ze žehlené lepenky). Vnitřní

Obr. 103. Nejjednodušší přijímač s obvodem ZN414Z

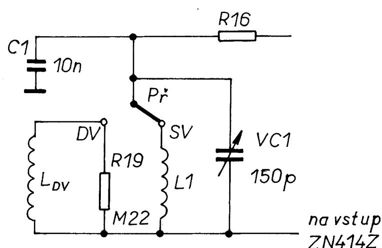




Obr. 104. Domácí přenosný přijímač Trifid



Obr. 105. Vinutí cívek na feritové anténě přijímače Trifid podle obr. 104



Obr. 106. Úprava vstupního laděného obvodu přijímače Trifid z obr. 103 pro příjem na rozsazích středních (SV) a dlouhých (DV) vln

průměr trubky musí být poněkud větší, než je průměr použité feritové tyčky. Mezi trubku s cívkou a feritovou tyčku je vložen proužek molitanu, aby bylo možno cívku po tyčce ztuha posunovat. Indukčnost cívky L1 nastavíme změnou polohy cívky na tyčce tak, aby bylo možno naladit žádané vysílače. Ladicí kondenzátor VC1 může mít i větší kapacitu, než je uvedena na obr. 104. Kondenzátor musí být zapojen tak, aby jeho rotor (obvykle spojený s hřídelí a kovovou kostrou) byl připojen ke kondenzátoru C1.

Na obr. 106 je úprava přijímače z obr. 104 pro příjem v rozsazích dlouhých (DV) a středních (SV) vln. V zapojení je doplněn přepínač rozsahů Př a cívka L_{DV} pro rozsah dlouhých vln (asi 150 až 290 kHz). Cívka L_{DV} je, podobně jako L1, umístěna na feritové anténní tyčce (viz obr. 105).

Cívka L_{DV} má 250 závitů tenkého měděného lakovaného drátu opředeného hedvábím (o průměru 0,1 až 0,2 mm) a je křížově navinuta na trubce z izolačního materiálu. Použitím hedvábím opředeného drátu a křížovým vinutím se zvětší jakost a zmenší vlastní kapacita cívky. V nouzi je možno cívku navinout „divoce“ (závity jsou navinuty nahodile přes sebe) běžným lakovaným drátem. Rezistor R19 tlumí parazitní rezonance cívky.

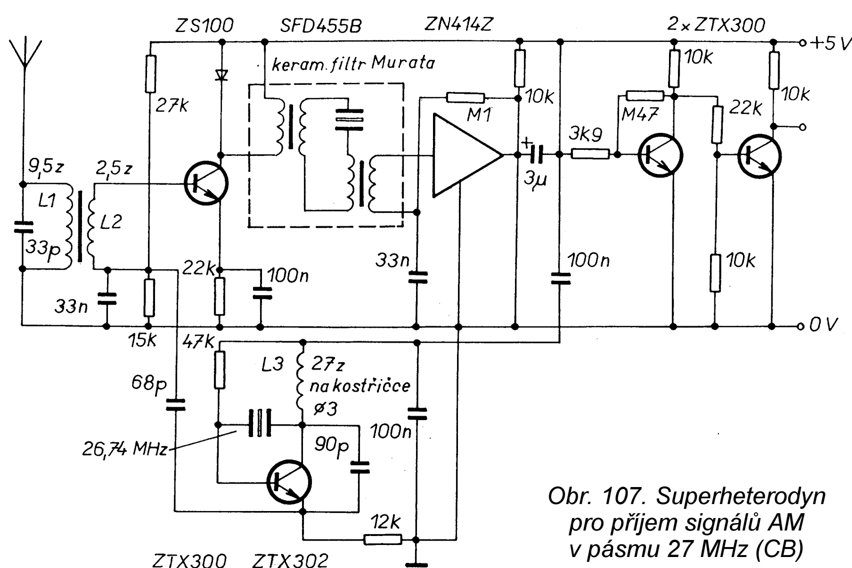
Na obr. 107 je schéma přijímače typu superheterodyn pro příjem signálů s amplitudovou modulací v pásmu 27 MHz (CB). Obvod ZN414Z je v přijímači použit jako mf zesilovač s AGC. Mezifrekvenční kmitočet je 455 kHz.

Schéma superheterodynu pro příjem středních vln je na obr. 108. Obvod ZN414Z je v přijímači opět použit jako zesilovač mezifrekvenčního signálu o kmitočtu 455 kHz.

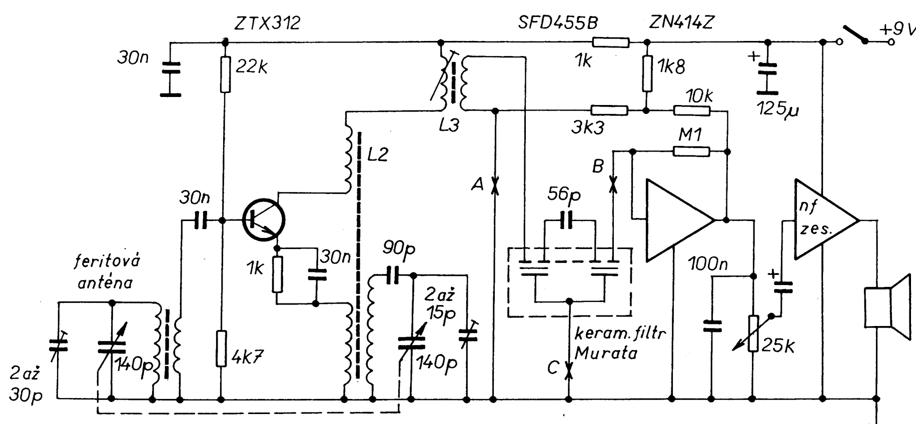
V popisovaných přijímačích lze na místě obvodu ZN414Z použít obvod ZN416E s tím, že se z něj využije pouze odpovídající část (tj. vf zesilo-


vač s demodulátorem AM) mezi vývody *1*, *2* a *4*.

Tranzistory málo běžných typů, které jsou uvedeny v popisovaných zapojeních, je možno nahradit běžně dostupnými tranzistory. Jako NPN tranzistor ve vf obvodech lze použít např. BF199, jako NPN v nf obvodech BC546, jako výkonový NPN v nf obvodech BD139 (12,5 W, 1 A), jako PNP v nf obvodech BC556 a jako výkonový PNP v nf obvodech BD140 (12,5 W, 1 A).



Obr. 107. Superheterodyn pro příjem signálů AM v pásmu 27 MHz (CB)



Obr. 108. Superheterodyn pro příjem středních vln

NE5044 - programovatelný sedmikanálový kodér pro proporcionální RC soupravy

Kodér NE5044 je výrobkem firmy Philips - Signetics [3].

Obvod převádí (kóduje) tři až sedm samostatných analogových signálů (kanálů) na impulsní signál s proměnnou polohou impulsů. Linearita převodu je lepší než 0,3 %, rozsah napájecího napětí obvodu je 4,5 až 12 V.

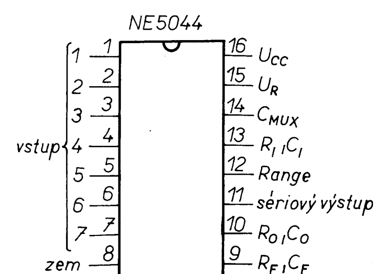
Obvod má rozsáhlé možnosti použití např. v průmyslové automatizaci, robotice, rádiovém řízení (RC) modelů, v bezpečnostních systémech, v dálkových ovladačích spotřební elektroniky, telemetrii apod.

Popis obvodu NE5044

Obvod NE5044 je dodáván v pouzdře DIL16. Zapojení vývodů je na obr. 109.

Obvod má sedm paralelních analogových vstupů a seriový výstup impulsů s proměnnou polohou. Počet kanálů lze naprogramovat uzemněním nepoužitých vstupů. Výstupní impulsy tvoří skupiny, které jsou odděleny synchronizačními mezerami. Opakovací kmitočet skupin výstupních impulsů je určen vnějším členem *RC* a může být pevný nebo proměnný.

Závislost poloh výstupních impulsů na velikostech vstupních napětí má vynikající linearitu a přeslechy mezi jednotlivmi kanály jsou zanedbatelné díky použitému principu dvojitého multiplexovaného „rampového“ signálu.



Obr. 109. Zapojení vývodů obvodu NE5044

Tab. 9. Mezní parametry obvodu NE5044

Parametr	Velikost	Jednotka
Napájecí napětí U_{CC}	13	V
Výstupní proud regulátoru I_{OUT}	-25	mA
Špičkový proud seriového výstupu	30	mA
Proud generátoru konstantního proudu	-1	mA
Rozsah provozních teplot T_A	0 až 70	°C

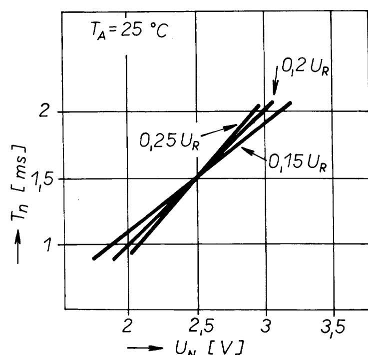
Tab. 10. Stejnosměrné parametry obvodu NE5044

Parametr	Velikost			Jednotka
	min.	typ.	max.	
Rozsah napájecího napětí U_{CC}	4,5		12	V
Napájecí proud I_{CC}	11		15	mA
Výstupní napětí stabilizátoru U_R	4,5	5	5,5	V
Výst. proud stabilizátoru I_{OUT} (U_R = 4,5 V)			-20	mA
Vstupní proud multiplexeru I_{IN}		30	200	nA
Rozsah vstupního napětí U_{IN}	1,5		5	V

Tab. 11. Střídavé parametry výstupních impulsů obvodu NE5044

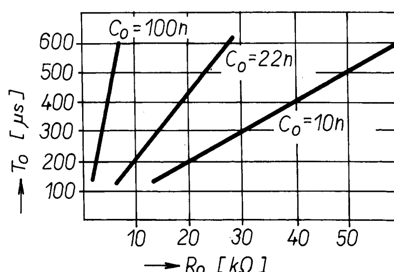
Parametr	Velikost			Jednotka
	min.	typ.	max.	
Poloha t_n (při $R_I \cdot C_{MUX}$ = 1,25 ms, $U_n = 0{,}5 \cdot U_R$, $U_{RANGE} = 0{,}2 \cdot U_R$)	1350	1500	1650	µs
Chyba linearity		5		µs
Šířka impulsu t_O ($R_O \cdot C_O$ = 300 µs)	240	285	330	µs
Saturační napětí (při I_O = 25 mA)		0,6	1	V
Opakovací kmitočet ($C_F \cdot R_F$ = 30 ms)	17	20	23	ms

Obvod obsahuje stabilizátor referenčního napětí U_R o velikosti 5 V, které je k dispozici na vývodu *15*. Stabilizátor lze zatížit proudem až 20 mA.



Obr. 110. Závislost časové polohy T_n impulsů na analogovém vstupním napětí U_n

Mezní parametry obvodu NE5044 jsou v tab. 9, stejnosměrné parametry jsou v tab. 10 a střídavé v tab. 11. Na obr. 110 je graf závislosti časové polohy T_n impulsů na analogovém vstupním napětí U_n. Na obr. 111 je graf závislosti periody opakovacího kmitočtu



Obr. 112. Závislost šířky impulsu T_O na kapacitě kondenzátoru C_O a odporu rezistoru R_O

T_F na kapacitě kondenzátoru C_F a na odporu rezistoru R_F. Na obr. 112 je graf závislost šířky impulsu T_O na kapacitě kondenzátoru C_O a na odporu rezistoru R_O.

Kodér generuje výstupní impulsní signál U_{OUT}, jehož časový průběh je na obr. 113.

Výstupní signál je tvořen periodicky se opakujícími skupinami impulsů, které jsou odděleny synchronizačními mezerami. Perioda opakování skupin impulsů je nazvána periodou opakovacího kmitočtu T_F.

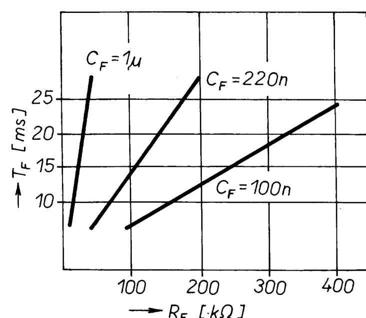
Ve skupině je vždy o jeden impuls více, než je počet kódovaných kanálů. Skupina začíná nultým impulsem. Velikost analogového napětí na prvním vstupu kodéru (v prvním kanálu) se převádí na časový odstup T_1 prvního impulsu od nultého impulsu. Velikost analogového napětí na druhém vstupu kodéru (ve druhém kanálu) se převádí na časový odstup T_2 druhého impulsu od prvního impulsu atd. Jednotlivé impulsy mají stejnou šířku T_O.

Perioda opakovacího kmitočtu se volí tak, aby i při největších odstupech impulsů byla mezera mezi posledním impulsem skupiny a nultým impulsem následující skupiny (synchronizační mezera) několikanásobně větší než odstup impulsů.

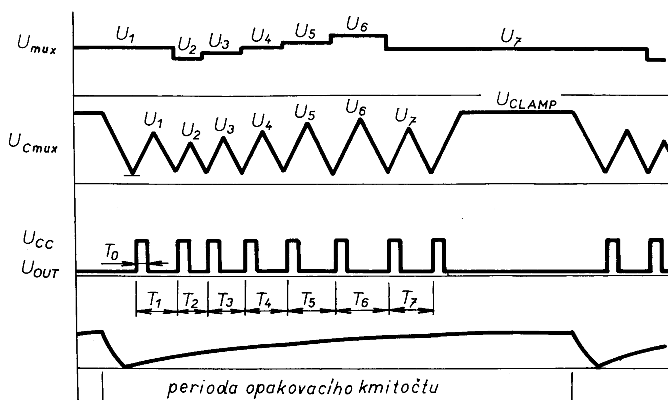
Časové parametry signálu se volí tak, aby bylo možno signál dálkově přenést bez velkého zkreslení zvoleným přenosovým kanálem (namodulovaný na vf nosnou vlnu nebo na infračervené světlo apod.). Např. při rádiovém dálkovém ovládání modelů se používá úzkopásmové kmitočtové modulace se šířkou přenášeného pásma několik kHz. V tomto případě se obvykle používá perioda opakovacího kmitočtu 20 ms, odstup impulsů 1 až 2 ms a šířka impulsů 0,33 ms.

Blokové schéma obvodu NE5044 je na obr. 114.

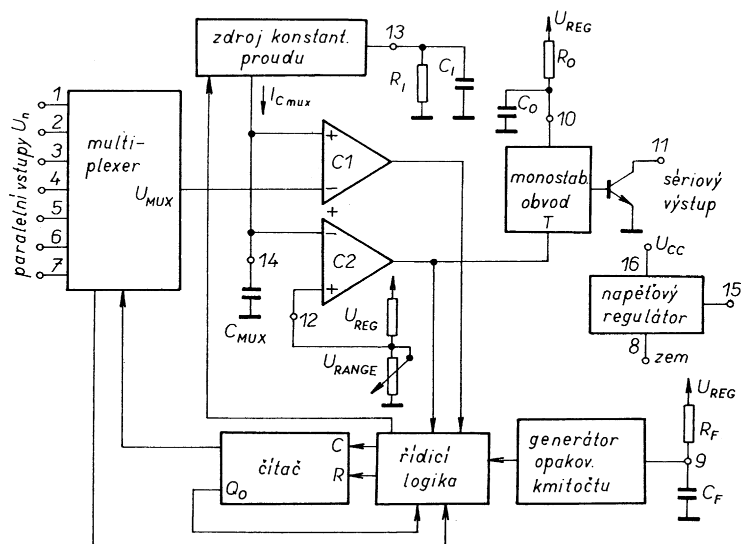
Multiplexer je analogový přepínač, který postupně přepíná jednotlivé analogové signály ze vstupních vývodů obvodu na komparátor C1. Aktivní vstup (ten, který je spojen s komparátorem) má impedanci větší než 1 MΩ, neaktivní vstupy se jeví jako rozpojené obvody. Velké impedance multiplexovaných vstupů nezatěžují zdroje analogových signálů a zjednodušují



Obr. 111. Závislost periody opakovacího kmitočtu T_F na kapacitě kondenzátoru C_F a odporu rezistoru R_F



Obr. 113. Časový diagram kodéru NE5044



Obr. 114. Blokové schéma obvodu NE5044

obvody pro slučování více analogových signálů do jednoho vstupu.

Vstupy *4*, *5*, *6* a *7* mohou být využity k volbě požadovaného počtu výstupních impulsů (kanálů) tím, že se uzemní jeden nebo více vstupů. Uzemní-li se vstup *4*, budou použitelné první tři vstupy a zapojení pracuje jako tříkanálový kodér. Uzemní-li se vstup *5*, pak obvod pracuje jako čtyřkanálový kodér atd. Takto může být volen počet kanálů kodéru mezi třemi až sedmi.

Vnitřní obnova stejnosměrné složky vstupního analogového napětí (clamping) zabraňuje chybné funkci kodéru tehdy, je-li kterýkoli ze vstupů připojen na napájecí napětí, uzemněn nebo nezapojen. Funkce ostatních kanálů tím není nijak ovlivněna.

Zdroj konstantního proudu je obousměrný. Velikost proudu je určena vnějším rezistorem R_I a lze ji vypočítat podle vztahu:

$$I_C = \frac{U_R}{2 \cdot R_I}.$$

Zdroj konstantního proudu střídavě nabíjí a vybíjí kondenzátor C_{MUX}. Vnitřní smyčka zpětné vazby udržuje konstantní proud a velkou výstupní impedanci. Vnější kondenzátor C_I zajišťuje stabilitu zpětnovazební smyčky. Zdroj proudu vnáší do převodu analogového vstupního napětí na odstup impulsu chybu maximálně 0,1 %.

Dva komparátory C1 a C2 porovnávají napětí z kondenzátoru C_{MUX} s výstupním napětím multiplexeru a s opěrným napětím U_{RANGE}, které se přivádí na vývod *12* obvodu z vnějšího odporového děliče. Velikost opěrného napětí lze nastavit odporovým trimrem. Vstupní napěťová a proudová nesymetrie komparátorů je nepatrná a nemá vliv na přesnost kodéru.

Výstupní signály z komparátorů jsou vedeny do obvodu řídicí logiky, která ovládá čítač a zdroj proudu.

Je-li proud $I_{C\,MUX}$ kladný, (tj. protéká-li ze zdroje proudu do kondenzátoru C_{MUX}), nabíjí se C_{MUX} až do okamžiku, kdy napětí $U_{C\,MUX}$ na C_{MUX} dosáhne velikosti výstupního napětí multiplexeru (předpokládejme, že to je napětí ze vstupu *1*, tj. U_1) - viz obr. 113. Výstup komparátoru C1 se překlopí do vysoké úrovně (H), čímž se otočí směr proudu $I_{C\,MUX}$, který nyní teče z kondenzátoru C_{MUX} do zdroje proudu. Kondenzátor C_{MUX} se tím vybíjí a jeho napětí se zmenšuje až na velikost opěrného napětí (na vývodu *12*). V okamžiku, ve kterém je napětí na C_{MUX} rovno opěrnému napětí, přejde výstup komparátoru C2 do vysoké úrovně. Tím se opět otočí polarita proudu $I_{C\,MUX}$ a navíc se vyšle hodinový impuls do adresového čítače multiplexeru a spustí se monostabilní klopný obvod (MKO).

MKO vygeneruje výstupní impuls U_{OUT} o šířce T_O, jehož časový odstup (poloha) T_1 od předchozího výstupního impulsu je dán trváním předchozího nabití a vybití kondenzátoru C_{MUX} a je tudíž úměrný analogovému napětí na vstupu *1*.

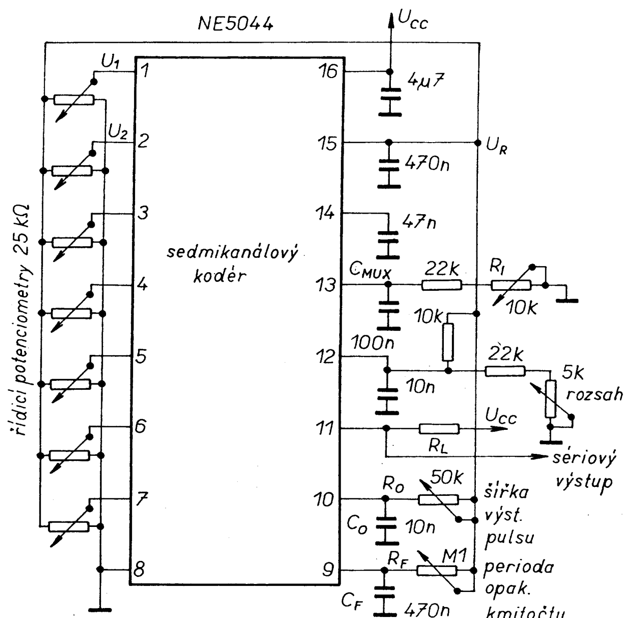
Šířka T_O výstupního impulsu je dána hodnotami vnějších součástek R_O a C_O a lze ji určit z grafu na obr. 112.

Z výstupu MKO je signál U_{OUT} veden přes tranzistor s otevřeným kolektorem na vývod *11*. Tranzistor je schopen dodat do vnější zátěže proud 25 mA.

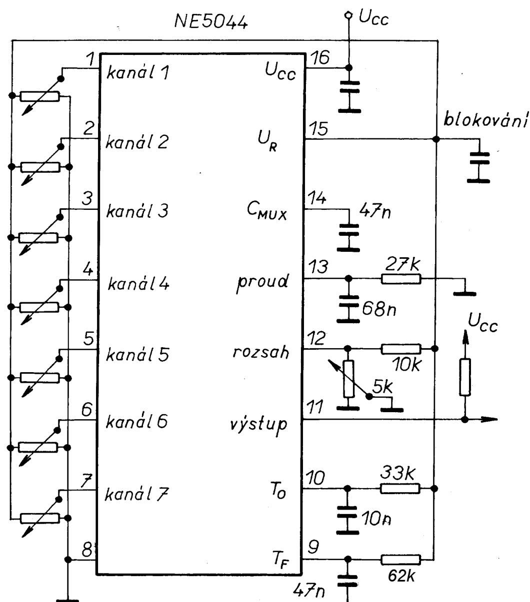
Po otočení směru proudu se kondenzátor C_{MUX} začne opět nabíjet a výstup komparátoru C1 přejde do úrovně H v okamžiku, ve kterém napětí $U_{C\,MUX}$ dosáhne velikosti napětí U_2 ze vstupu *2* atd.

Výsledné napětí $U_{C\,MUX}$ má pilovitý tvar. Kladné vrcholy $U_{C\,MUX}$ odpovídají napětím na vstupech *1* až *7*, záporné vrcholy $U_{C\,MUX}$ mají konstantní velikost, která je rovna opěrnému napětí.

Možnost nezávislého nastavení $I_{C\,MUX}$ a opěrného napětí umožňuje při-



Obr. 115. Testovací zapojení obvodu NE5044



Obr. 116. Praktické zapojení obvodu NE5044

způsobit kodér různým rozsahům velikosti vstupního napětí a různým požadavkům na časový průběh výstupního impulsního signálu.

Generátor opakovacího kmitočtu může pracovat jako astabilní nebo monostabilní klopný obvod.

Jsou-li součástky R_F, C_F zapojeny tak, jak je zakresleno v blokovém schématu, pracuje generátor opakovacího kmitočtu v astabilním režimu a generuje úzké výstupní impulsy.

V astabilním režimu je perioda T_F opakovacího kmitočtu dána hodnotami vnějších součástek R_F a C_F a lze ji určit z grafu na obr. 111 nebo vypočítat ze vztahu:

$$T_F = 0{,}66 \cdot R_F \cdot C_F \quad [\text{s}, \Omega, \text{F}].$$

Kodér generuje na konci každé skupiny výstupních impulsů synchronizační mezeru.

Když napětí $U_{C\,MUX}$ dosahne posedmé vrcholu, změní se polarita proudu $I_{C\,MUX}$ a kondenzátor C_{MUX} se vybíjí. V okamžiku, kdy se $U_{C\,MUX}$ rovná opěrnému napětí, objeví se na výstupu čítače Q_O vysoká úroveň H. Kondenzátor C_{MUX} se opět začne nabíjet. Nyní je však (vzhledem k úrovni H na výstupu Q_O) stav výstupu komparátoru C1 ignorován, a proto se napětí $U_{C\,MUX}$ stále zvětšuje, až dosáhne velikosti upínacího napětí U_{CLAMP}. Napětí $U_{C\,MUX}$ v tomto stavu (synchronizační mezera) zůstává až do ukončení periody opakovacího kmitočtu.

Na konci periody opakovacího kmitočtu vygeneruje generátor opakovacího kmitočtu impuls, který ukončí synchronizační mezeru. Po příchodu tohoto impulsu se začne kondenzátor C_{MUX} vybíjet. Když dosáhne napětí $U_{C\,MUX}$ velikosti opěrného napětí, vygeneruje monostabilní klopný obvod nultý impuls ze skupiny výstupních impulsů a multiplexer připojí analogové napětí ze vstupu *1* ke komparátoru C1. Tím se začne generovat další skupina osmi výstupních impulsů a celý proces se neustále opakuje.

Schéma testovacího zapojení obvodu NE5044, ve kterém můžeme vyzkoušet funkci obvodu, je na obr. 115.

Výpočet součástek kodéru

Čas mezi dvěma sousedními zápornými vrcholy napětí $U_{C\,MUX}$ závisí na „výšce“ mezilehlého kladného vrcholu trojúhelníku, tj. na velikosti vstupního analogového napětí příslušného kanálu. Čas t_N mezi zápornými vrcholy napětí $U_{C\,MUX}$ (tj. odstup výstupního impulsu, příslušícího *N*-tému kanálu od předchozího výstupního impulsu) lze určit ze vztahu:

$$t_N = \frac{2 \cdot (U_N - U_{RANGE}) \cdot C_{MUX}}{I_{CMUX}},$$

ve kterém $I_{C\,MUX}$ je dán vztahem:

$$I_{CMUX} = \frac{U_R}{2 \cdot R_I}.$$

V předchozích vztazích je U_N analogové vstupní napětí na *N*-tém vstupu (analogové napětí *N*-tého kanálu), U_{RANGE} je opěrné napětí a U_R je referenční napětí. Všechny veličiny se dosazují v základních jednotkách, tj. v [s, V, A a Ω].

V praxi (např. v soupravách pro rádiové ovládání modelů) se napětí U_N odebírá z běžců ovládacích potenciometrů, které mají krajní vývody zapojeny mezi zdroj referenčního napětí U_R a zem. Napětí U_N je v takovém případě úměrné úhlu natočení hřídele *N*-tého ovládacího potenciometru. Relativní úhel natočení hřídele lze vyjádřit číslem X_N, které se pohybuje v intervalu od 0 do 1. U_N lze tedy vyjádřit jako:

$$U_N = X_N \cdot U_R.$$

Opěrné napětí U_{RANGE} je odvozeno děličem napětí z referenčního napětí U_R, takže lze napsat:

$$U_{RANGE} = Y \cdot U_R.$$

Odstup t_N kanálových impulsů je při použití ovládacích potenciometrů:

$$t_N = \frac{2 \cdot (X_N - Y) \cdot U_R \cdot C_{MUX}}{\dfrac{U_R}{2 \cdot R_I}} = 4 \cdot R_I \cdot C_{MUX} \cdot (X_N - Y).$$

Z tohoto vztahu je zřejmé, že odstup t_N kanálových impulsů je nezávislý na velikosti referenčního napětí U_R a je určen pouze hodnotami vnějších součástek.

Poměr změny odstupu Δt_N ku změně vstupního napětí ΔU_N téhož kanálu označíme jako převodní poměr CR. Převodní poměr je určen vztahem:

$$CR = \frac{\Delta t_N}{\Delta U_N} = \frac{\Delta t_N}{\Delta X_N} = 4 \cdot R_I \cdot C_{MUX}.$$

Ve většině aplikací mají vstupní proměnné X_N jakousi neutrální, neboli střední hodnotu X_0, okolo které se mění. Střední hodnota je pro všechny vstupní proměnné stejná,proto není označena indexem *N*. Proměnné X_N lze tedy vyjádřit jako:

$$X_N = X_0 + \Delta X_N.$$

Nabývá-li X_N velikosti X_0, má t_N velikost $t_{NEUTRAL}$.

Při uvážení těchto skutečností lze napsat:

$$t_N = t_{NEUTRAL} + 4 \cdot R_I \cdot C_{MUX} \cdot \Delta X_N.$$

V dalších odstavcích si ilustrujeme předchozí teorii praktickým návrhem.

Předpokládejme, že $t_N = t_{NEUTRAL}$ = = 1,5 ms při X_O = 0,5 (tj. při nastavení potenciometru do střední polohy).

Při natočení hřídele ovládacího potenciometru o 10 % z celkového úhlu otáčení (ΔX_N = 0,1) je požadována změna odstupu kanálového impulsu o 0,5 ms (Δt_N = 0,5 ms). Požadovaný převodní poměr je tedy:

$$CR = \frac{\Delta t_N}{\Delta X_N} = \frac{0{,}5\,ms}{0{,}1} = 5\,ms,$$

takže:

$$4 \cdot R_I \cdot C_{MUX} = 5\,ms.$$

Zvolíme-li C_{MUX} = 47 nF, pak z předchozího vztahu vypočteme, že odpor rezistoru R_I je asi 27 kΩ.

Z dříve uvedeného vztahu pro výpočet t_N odvodíme, že:

$$t_{NEUTRAL} = 4 \cdot R_I \cdot C_{MUX} \cdot (X_0 - Y),$$

z čehož po dosazení vypočteme, že *Y* = 0,2.

Šířku T_O výstupního impulzu volíme 330 μs a z grafu na obr. 112 určíme pro zvolenou kapacitu 10 nF kondenzátoru C_O potřebný odpor 33 kΩ rezistoru R_O.

Opakovací kmitočet volíme 50 Hz, takže perioda opakovacího kmitočtu T_F je 20 ms. Při zvolené kapacitě 470 nF kondenzátoru C_F vypočteme podle vztahu pro výpočet T_F odpor rezistoru R_F. Vypočtený odpor je 64,5 kΩ, prakticky použijeme nejbližší velikost 62 kΩ z řady E24.

Výsledné zapojení kodéru s vypo– čtenými hodnotami součástek je na obr. 116. Potenciometry v levé části obrázku mají odpor 25 kΩ.

Zbývá dodat, že teplotní stabilita všech časových veličin kodéru je určena pouze teplotní stabilitou vnějších součástek - kondenzátorů a rezistorů. Nestabilita vnějších součástek není na čipu kompenzována.

Typická teplotní stabilita časových veličin kodéru je při použití rezistorů s kovovou vrstvou a kondenzátorů s polykarbonátovým dielektrikem lepší než 100 ppm/°C v teplotním rozsahu -20 až +70 °C. V uvedeném příkladě to představuje změnu T_N o ±7,5 μs při změně teploty o ±50 °C.

KA2181 - předzesilovač pro přijímač IČ dálkového ovládání

Obvod KA2181 je monolitický integrovaný obvod firmy Samsung [9], určený pro zpracování signálu z fotodio-

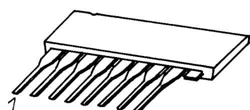
Tab. 12. Elektrické parametry obvodu KA2181
(napájecí napětí U_{CC} = +8,5 V, f_{in} = 40 kHz, teplota okolí 25 °C)

Parametr	Velikost			Jednotka
	min.	typ.	max.	
Proudová spotřeba I_{CC}	1,5	2,5	3,5	mA
Vstupní napětí U_{IN1}	2,1	2,6	3,1	V
Vstupní napětí U_{IN2} (I_{IN} = 70 µA)	3,4	4,1	4,9	V
Napěťový zisk A_{VL} z vývodu *7* na *3* (U_{OUT} = 500 mV)		60		dB
Napětí vstupního signálu U_{IN}		50	100	µV
Vstupní impedance Z_{IN}	40	60	80	kΩ
Výstupní napětí V_{OL}			0,5	V

dy v dálkových ovladačích, využívajících infračerveného světla.

Výhodou obvodu je malý příkon, velká citlivost a široký rozsah napájecího napětí.

K dalším přednostem patří minimální počet vnějších součástek a prostorově úsporné zapouzdření v pouzdře SIP 8. Jednořadé pouzdro SIP8 je na obr. 117.



Obr. 117. Pouzdro SIP8 obvodu KA2181

Maximální napájecí napětí U_{CC} obvodu KA2181 je 15 V, maximální výkonová ztráta P_d obvodu je 270 mW.

Rozmezí pracovních teplot T_p obvodu je -20 až +75 °C.

Doporučený rozsah napájecího napětí U_{CC} obvodu je 6,0 až 14,4 V, rozsah kmitočtu f_{IN} zpracovávaného signálu je 30 kHz až 50 kHz.

Elektrické parametry obvodu jsou v tab. 12.

Na obr. 118 je blokové schéma obvodu. Z obrázku je patrné zapojení vývodů pouzdra.

Obvod obsahuje zesilovač signálu z přijímací fotodiody, omezovač, špičkový detektor a tvarovací obvod.

Zesilovač je doplněn vnějším paralelním laděným obvodem *LC*, který je naladěn na nosný kmitočet signálu. Laděný obvod působí jako filtr a dovolí zesilovat pouze žádaný signál.

Testovací zapojení obvodu je na obr. 119, zapojení typické aplikace obvodu je na obr. 120.

IR60 - systém dálkového ovládání infračerveným světlem

Tento systém, vyvinutý firmou Siemens, je tvořen několika integrovanými obvody, jejichž použití je vhodné v profesionálních i amatérských konstrukcích [1].

Sympatická je poměrná všestrannost a v neposlední řadě i příznivá cena jednotlivých obvodů.

Přenos ovládacích povelů je realizován šestibitovými slovy, která by teoreticky umožňovala přenos šedesáti čtyř povelů, prakticky je však použito jen šedesáti povelů. Každé šestibitové slovo přenáší jeden povel.

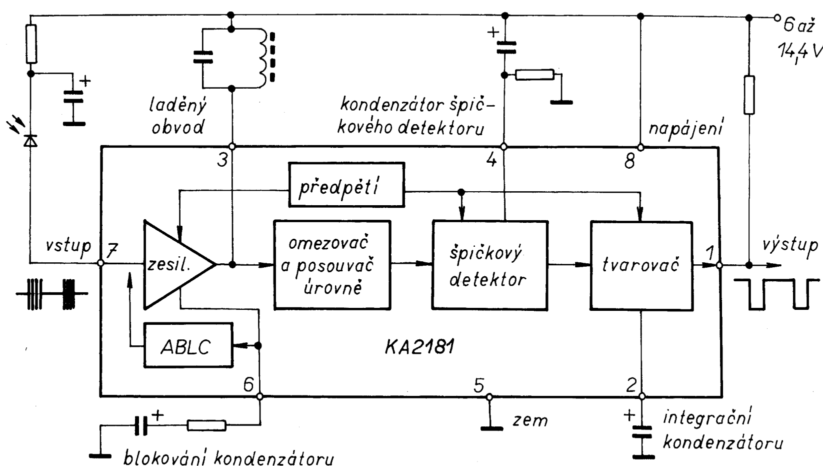
K systému patří vysílač-kodér SAB3210, předzesilovač TDA4050 (ekvivalent MA4050) a všestranně použitelný přijímač-dekodér SAB3209 se třemi analogovými a třemi digitálními výstupy. Obvod SAB3209 má mimo to čtyřbitový paralelní výstup a šestibitový sériový výstup. Dalším členem této rodiny je obvod SAB3211, který převádí čtyřbitové paralelní slovo na číslo kanálu, které pak může být zobrazeno na displeji. Jiný z obvodů této skupiny - SAB3271 - obsahuje mimo úplného přijímače a dekodéru ještě šestibitový paralelní výstup.

SAB3210 - kodér pro vysílač dálkového ovládání IČ světlem

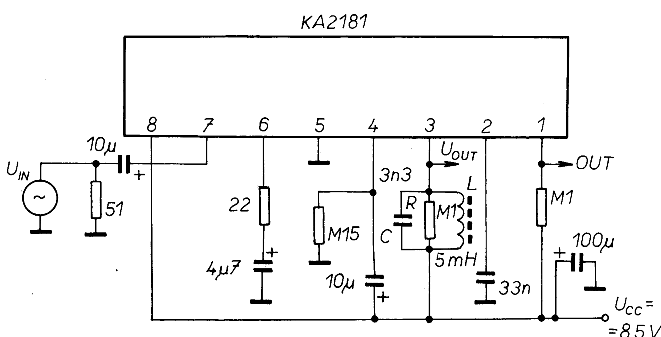
Obvod je zapouzdřen v pouzdře DIL18. Zapojení vývodů pouzdra je na obr. 121, blokové schéma obvodu je na obr. 122. Obvod slouží ke kódování povelů ve vysílačích dálkového ovládání, využívajících infračerveného (IČ) světla.

Na obr. 123 je základní zapojení obvodu SAB3210 pro kódování třiceti dvou povelů. Ze schématu je zřejmé, že obvod potřebuje ke své činnosti minimální počet vnějších součástek.

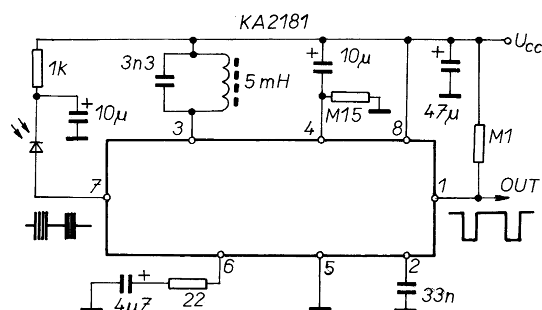
Vysílaná informace (povel) se do vysílače zadává z klávesnice s maticí 8x 4 tlačítka. Klávesnice má 8 sloupců



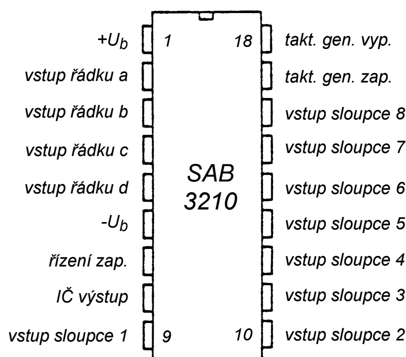
Obr. 118. Blokové schéma obvodu KA2181 se zapojením vývodů



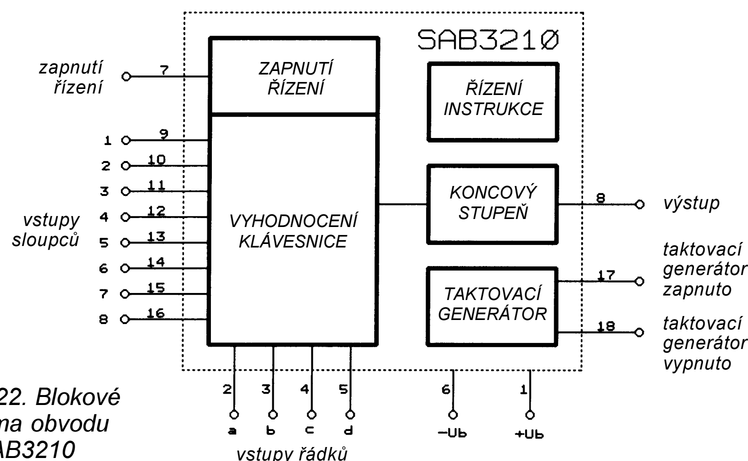
Obr. 119. Testovací zapojení obvodu KA2181



Obr. 120. Typická aplikace obvodu KA2181

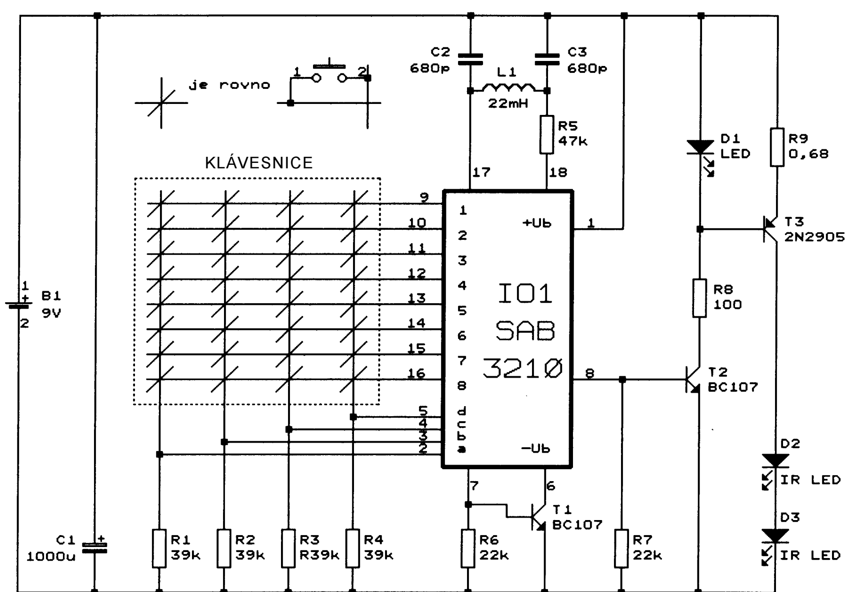


Obr. 121. Zapojení vývodů obvodu SAB3210

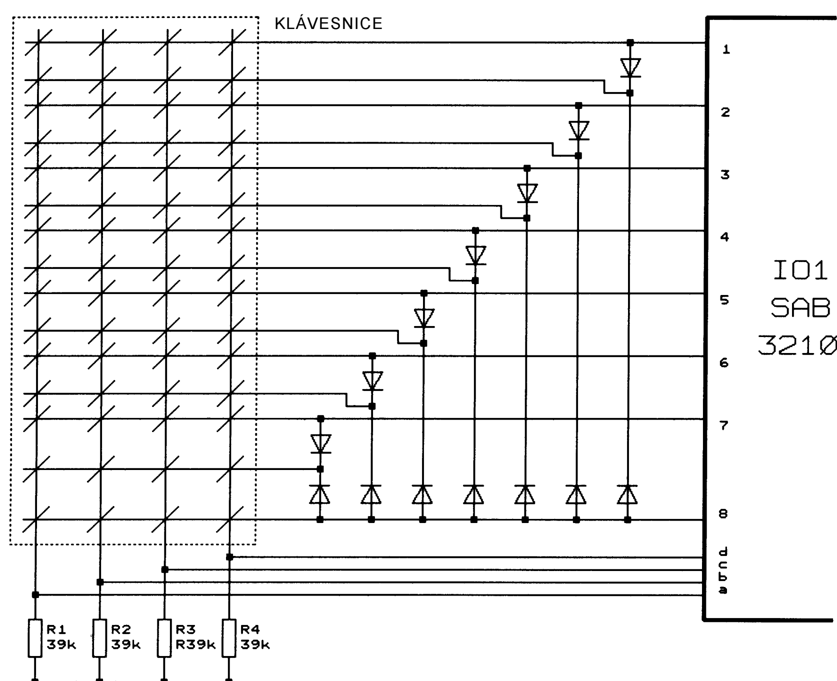


Obr. 122. Blokové schéma obvodu SAB3210

(sloupce *1* až *8*) a čtyři řádky (řádky *a* až *d*). Po stisknutí tlačítka na klávesnici je generován tzv. start-impuls a šestibitové seriové slovo, jehož kód je tlačítku přiřazen. Sériový informační signál, namodulovaný na nosný signál, je po zesílení vyzářen infračervenými (IČ) vysílacími LED.



Obr. 123. Základní zapojení obvodu SAB3210 pro kódování třiceti dvou povelů



Obr. 124. Rozšíření klávesnice na 60 tlačítek

Napájení obvodu se zapíná tím, že při stisknutí tlačítka se tranzistorem T1 připojí napájecí vývod *6* obvodu SAB3210 k zápornému pólu napájecího napětí.

Informace, které tlačítko je stisknuto, se obvodu SAB3210 zadává tím, že se tlačítkem spojí jeden ze vstupů řádků s jedním ze vstupů sloupců. Po stisknutí tlačítka zapne tranzistor T1 napájení obvodu a obvod začne generovat informační signál.

Informační signál má podobu periodicky se opakujících skupin impulsů, které jsou namodulovány (amplitudově) na nosný signál (podrobný popis informačního signálu je uveden dále).

Kmitočet nosného signálu je asi 30 kHz, což je polovina kmitočtu hodinového signálu. Hodinový kmitočet je určen hodnotami součástek C2, L1, C3.

Informační signál je výkonově zesilován tranzistory T2 a T3 a vysílán infračervenými LED.

Informační signál je generován po celou dobu stisknutí tlačítka. Po uvolnění tlačítka vygeneruje obvod povel Konec (bitové slovo 111 110) a obvod se vypne.

V zapojení na obr. 123 je každému tlačítku v matici přiřazeno jedno kódové slovo. Pro zobrazený počet 8x 4 tlačítka je to tedy 32 možných povelů (kódová slova 000 000 až 011 111).

Dalších 28 kódových slov (kódová slova 100 000 až 111 011) lze generovat s použitím řídicích diod podle obr. 124. Do matice tlačítek jsou přidány další řádky. Tlačítka v přidaných řádcích jsou spojena s katodami dvojic řídicích diod, jejichž anody jsou připojeny vždy ke dvěma řádkovým vstupům. Při stisknutí tlačítek v přidaných řádcích se proto budí po dvou řádkových vstupech a právě tím obdržíme dalších 28 kódových slov.

Spolehlivost zapojení se zvětší, připojíme-li mezi kladnou napájecí sběrnici a vstupy řádků rezistory o odporu 220 kΩ.

V tab. 13 je přiřazení kódových slov jednotlivým tlačítkům klávesnice s maticí 8x 4 tlačítka (podle obr. 123) a interpretace těchto kódových slov

přijímacím obvodem SAB3209, který je popsán dále.

V tab. 14 je přiřazení kódových slov dalším tlačítkům rozšířené klávesnice s maticí 15x 4 tlačítka (podle obr. 124) a interpretace těchto kódových slov přijímacím obvodem SAB3209. Jak z tabulky vyplývá, je vlastně k disposici 64 povelů, poslední čtyři (kódová čísla 60 až 63) však nejsou použity.

Ve sloupci Kód tlačítek v obou tabulkách je uvedeno označení řádků (číslice) a sloupců (písmeno), které se při stisknutí tlačítka spojí. Např. kód 82b znamená, že se při stisknutí příslušného tlačítka spojí řádky 8 a 2 (přes diody) se sloupcem b.

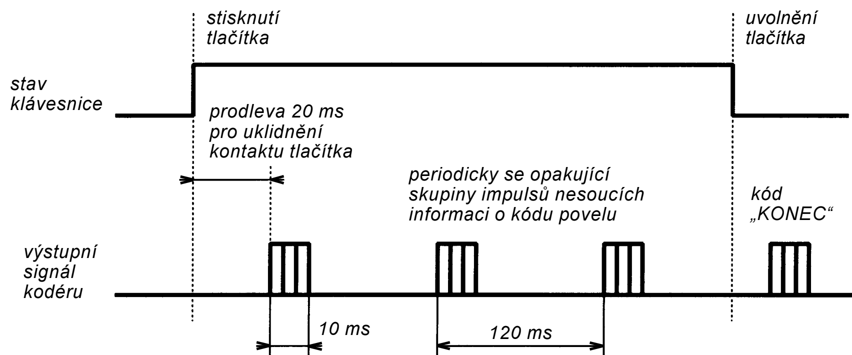
Obecný časový průběh informačního signálu, který je generován kodérem SAB3210, je na obr. 125.

Při každém stisknutí tlačítka na klávesnici obvod nejprve vyzkouší, je-li opravdu stisknuto jen jedno tlačítko. Pak, po 20 ms zpoždění, které slouží k uklidnění kontaktu tlačítka, začne obvod vysílat výstupní informační signál, odpovídající stisknutému tlačítku.

Informační signál je tvořen periodicky se opakujícími skupinami impulsů, které přenášejí číslo povelu. Každá skupina je dlouhá 10 ms, skupiny se opakují s periodou 120 ms po celou dobu stisknutí tlačítka. Po uvolnění tlačítka vyšle obvod kód Konec (111 110) a pak se automaticky vypne.

Na obr. 126 je časový průběh jedné skupiny impulsů informačního signálu. Časové údaje odpovídají použití hodinového kmitočtu 60 kHz. Skupina impulsů je tvořena předsignálem, start-impulsem a šestibitovým kódovým slovem. Předsignál je impuls o šířce asi 0,5 ms, který informuje přijímač o následujícím sledu dat. Za 3,5 ms po předsignálu následuje start-impuls o délce 0,5 ms a pak šest datových impulsů, rovněž dlouhých 0,5 ms. Data na obrázku představují binární číslo100 110 (čteno od F k A).

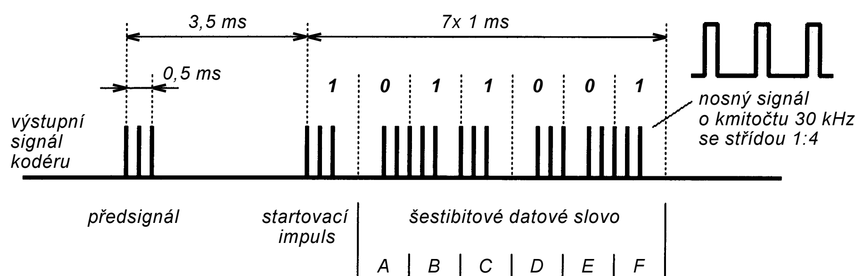
Datové bity jsou vysílány tzv. dvoufázovou modulační technikou. V impulsním signálu jsou, počínaje nástupnou hranou start-bitu, obsaženy v intervalu 1 ms pomyslné značky polohy. Impuls o šířce 0,5 ms, který začíná současně se značkou, představuje



Obr. 125. Obecný časový průběh informačního signálu z kodéru SAB3210

Tab. 13. Prvních 32 kódových slov obvodu SAB3210 a jejich interpretace obvodem SAB3209

Povel	Kód tlač.	Seriový kód	Funkce	Reakce na výstupu přijímače
0	1a	000 000	Zapnuto, základní nastavení	Hlasitost na 1/3, analog. výst. 1 a 2 na 1/2, relé RLA sepnuto
1	1b	000 001	Rychlé vypnutí zvuku	Hlasitost na nulu
2	1c	000 010	Klidové nastavení	Relé RLA vypnuto
3	1d	000 011	Rezerva 1	Výstup Rezerva 1 přepíná na H nebo L
4	2a	000 100	Program. krok +, zapnuto	Přírůstek binární volby kanálu, výstup na Program 1, relé RLA sepnuto
5	2b	000 101	Program. krok -, zapnuto	Úbytek binární volby kanálu, výstup na Program 1, relé RLA sepnuto
6	2c	000 110	Zapnuto	Relé RLA sepnuto
7	2d	000 111	Rezerva 2 zapnuta	Výstup Rezerva 2 přepíná na H nebo L, relé RLA sepnuto
8	3a	001 000	-	
9	3b	001 001	-	Povely 8 až 15 nejsou
10	3c	001 010	-	obvodem SAB3209 vy-
11	3d	001 011	-	hodnoceny, mohou však
12	4a	001 100	-	být načteny přes sé-
13	4b	001 101	-	riový interface
14	4c	001 110	-	
15	4d	001 111	-	
16	5a	010 000	Kanál 1 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
17	5b	010 001	Kanál 2 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
18	5c	010 010	Kanál 3 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
19	5d	010 011	Kanál 4 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
20	6a	010 100	Kanál 5 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
21	6b	010 101	Kanál 6 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
22	6c	010 110	Kanál 7 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
23	6d	010 111	Kanál 8 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
24	7a	011 000	Kanál 9 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
25	7b	011 001	Kanál 10 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
26	7c	011 010	Kanál 11 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
27	7d	011 011	Kanál 12 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
28	8a	011 100	Kanál 13 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
29	8b	011 101	Kanál 14 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
30	8c	011 110	Kanál 15 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto
31	8d	011 111	Kanál 16 zapnut	binární výst. na 0000, relé RLA sepnuto



Obr. 126. Časový průběh jedné skupiny impulsů informačního signálu z kodéru SAB3210

informaci „log. 1“, stejně široký impuls, který začíná 0,5 ms po značce, představuje „log. 0“. Kmitočet nosného signálu, na který jsou impulsy amplitudově namodulovány (s hloubkou modulace 100 %) je 30 kHz, tedy poloviční, než je kmitočet hodinový. Střída nosné je 1:4, což znamená, že jednu čtvrtinu periody nosného signálu je vysílací LED zapnuta a tři čtvrtiny periody je vypnuta.

Vysílač s obvodem SAB3210 má velmi dobrou energetickou účinnost. Povel se přenáší skupinami osmi impulsů o šířce 0,5 ms, jejich celková šířka v každé skupině je tedy 4 ms. Při střídě nosné 1:4 je celková doba zapnutí proudu do vysílací IČ LED během jedné skupiny přesně 1 ms. Protože se skupiny opakují po 120 ms, je zřejmé, že střední proudový odběr výkonové části vysílače je pouze 1/120 proudu vysílací LED.

SAB3209 - dekodér pro přijímač dálkového ovládání IČ světlem

V přijímači musí být signál z přijímací fotodiody zesílen natolik, aby jej byl dekodér SAB3209 přijímače schopen vyhodnotit. K tomuto zesílení slouží předzesilovač.

Předzesilovač musí být kmitočtově selektivní, tzn., že smí zesilovat pouze signál o nosném kmitočtu vysílače dálkového ovládání (30 kHz). Předzesilovač musí být značně citlivý, aby dostatečně zesílil i slabý signál při větší vzdálenosti vysílače, nesmí se však přebudit, je-li vysílač blízko.

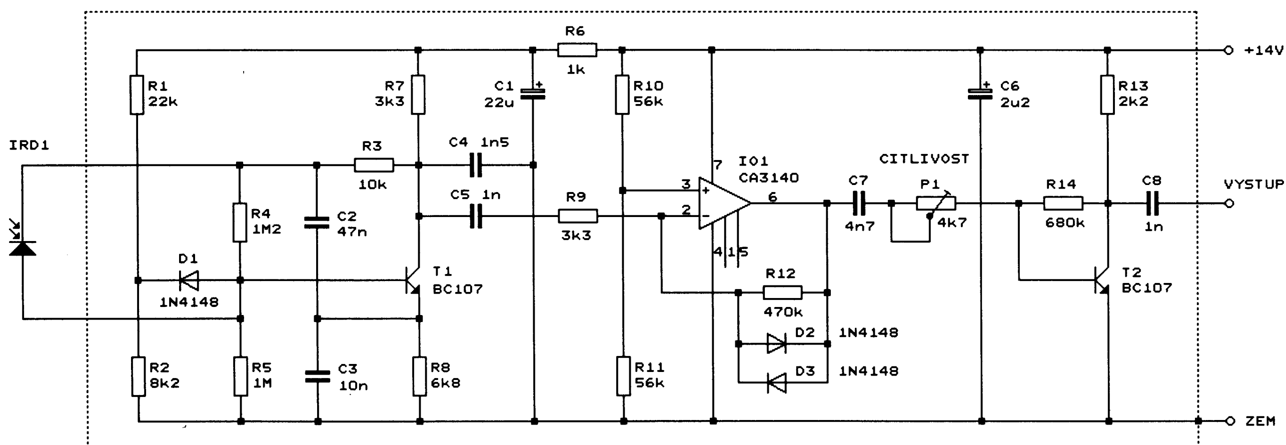
Osvědčená zapojení předzesilovačů jsou na obr. 127 až obr. 129. Každý z těchto předzesilovačů musí být vestavěn ve stínícím krytu, aby jej nemohla ovlivňovat rušivá elektromagnetická pole.

V zapojení na obr. 127 je použit pro hlavní zesílení signálu operační zesilovač CA3140. Infračervené světlo je zachyceno přijímací diodou IRD1 a přeměněno na elektrický signál. Ten je selektivně zesílen tranzistorem T1, operačním zesilovačem a tranzistorem T2. Aby byl předzesilovač odolný proti přebuzení, zabraňují R1, R2, D1 a C2 posuvu pracovního bodu tranzistoru T1 při velmi silném signálu. Diody D2 a D3 omezují výstupní napětí operačního zesilovače, aby se zabránilo přebuzení následujících stupňů. Kondenzátory C2, C3, C4, C5 a C7 upravují kmitočtovou charakteristiku předzesilovače tak, aby měl největší zesílení v okolí kmitočtu 30 kHz. Díky tomu má předzesilovač zanedbatelný vlastní šum.

V předzesilovačích na obr. 128 a obr. 129 je použit integrovaný obvod TDA4050 (MDA4050). Tento osmivý-

Tab. 14. Dalších 28 kódových slov obvodu SAB3210 a jejich interpretace obvodem SAB3209

Povel	Kód tlač.	Seriový kód	Funkce	Reakce na výstupu přijímače
32	81a	100 000	-	
33	81b	100 001	-	Povely 32 až 39 nejsou
34	81c	100 010	-	obvodem SAB3209 vy-
35	81d	100 011	-	hodnoceny, mohou však
36	82a	100 100	-	být načteny přes sé-
37	82b	100 101	-	riový interface
38	82c	100 110	-	
39	82d	100 111	-	
40	83a	101 000	Hlasitost +	Přírůstek hlasitosti
41	83b	101 001	Hlasitost -	Úbytek hlasitosti
42	83c	101 010	Analog 1 +	Zvětšení napětí na analog. výstupu 1
43	83d	101 011	Analog 1 -	Zmenšení napětí na analog. výstupu 1
44	84a	101 100	Analog 2 +	Zvětšení napětí na analog. výstupu 2
45	84b	101 101	Analog 2 -	Zmenšení napětí na analog. výstupu 2
46	84c	101 110	Analog 3 +	Není obvodem SAB3209 vyhodnoceno,
47	84d	101 111	Analog 3 -	je k disposici u obvodu SAB4209
48	85a	110 000	-	
49	85b	110 001	-	
50	85c	110 010	-	Povely 48 až 59 nejsou
51	85d	110 111	-	obvodem SAB3209 vy-
52	86a	110 100	-	hodnoceny, mohou však
53	86b	110 101	-	být načteny přes sé-
54	86c	110 110	-	riový interface
55	86d	110 111	-	
56	87a	111 000	-	
57	87b	111 001	-	
58	87c	111 110	-	
59	87d	111 111	-	
60	-	111 100	-	nepoužito
61	-	111 101	-	nepoužito
62	-	111 110	-	Povel Konec
63	-	111 111	-	Možnost záměny - nepoužito



Obr. 127. Předzesilovač s operačním zesilovačem CA3140

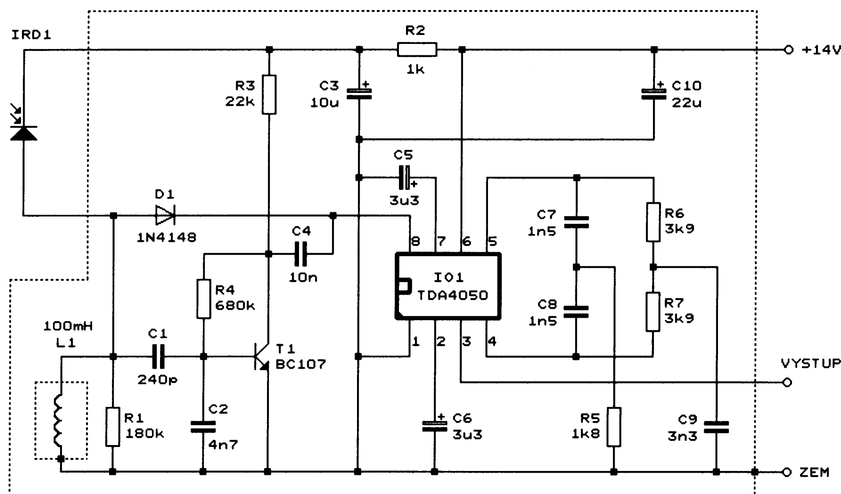
vodový obvod má velké zesílení (zisk až 100 dB) a má vlastní automatickou regulaci zesílení, která je aktivována přivedením signálu. Tím se zmenší nebezpečí přebuzení při silném signálu. TDA4050 pracuje jako selektivní zesilovač, pokud je mezi jeho vývody *4* a *5* připojen selektivní článek *RC* tvaru dvojité T.

Na obr. 128 se signál z přijímací IČ fotodiody IRD1 zesiluje a kmitočtově filtruje tranzistorem T1 a rezonančním obvodem L1, C1 a C2. Rezonanční obvod je naladěn na nosný kmitočet vysílaného signálu. Z T1 se signál přivádí na vstup *8* integrovaného obvodu TDA4050.

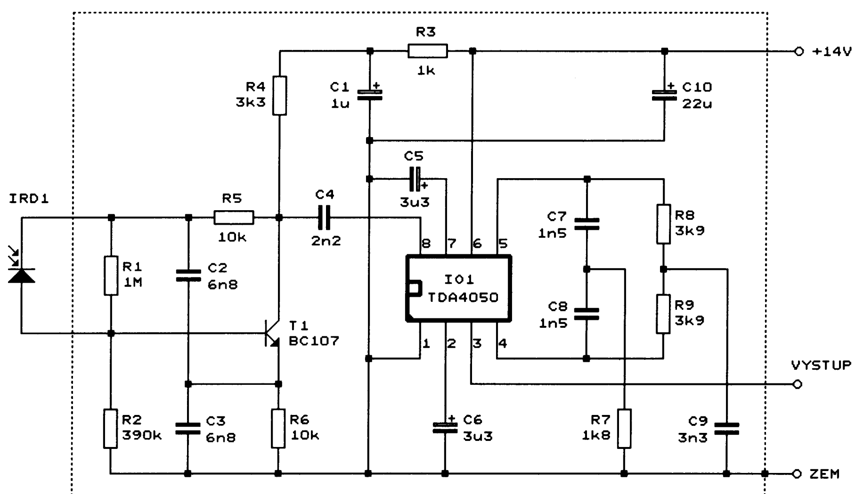
Předzesilovač na obr. 129 je zapojen podobně, neobsahuje však rezonanční obvod.

Signál z předzesilovače je dále zpracováván obvodem SAB3209.

Integrovaný obvod SAB3209 pracuje jako přijímač a dekodér v systému IR60 a je určen pro všeobecné použití.



Obr. 128. Laděný předzesilovač s integrovaným obvodem TDA4050



Obr. 129. Předzesilovač s integrovaným obvodem TDA4050

Obvod má tři digitální a tři analogové výstupy, jeden čtyřbitový paralelní výstup a jeden sériový šestibitový výstup.

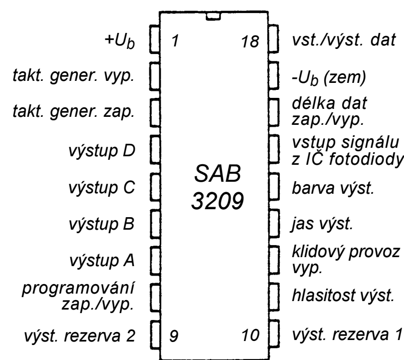
Obvod SAB3209 je zapouzdřen v pouzdru DIL 18. Zapojení vývodů je na obr. 130.

Na obr. 131 je základní aplikační zapojení obvodu. Signál z předzesilovače je přiveden na vstup dekodéru - na vývod *15*. Vnitřní hodinový oscilátor, který kmitá s vnějšími součástkami L1, C1, R6 a C2 musí být nastaven na dvojnásobek nosného kmitočetu přijímaného signálu. SAB3209 přezkoumá platnost přijatého signálu, tj. správný počet a délku impulsů atd., zpracuje informaní signál a nastaví datové slovo na sériovém výstupu (vývody *16* a *18*). Současně je datové slovo přivedeno do vnitřního posuvného registru, dekódováno a převedeno na použitelný výstupní binární signál.

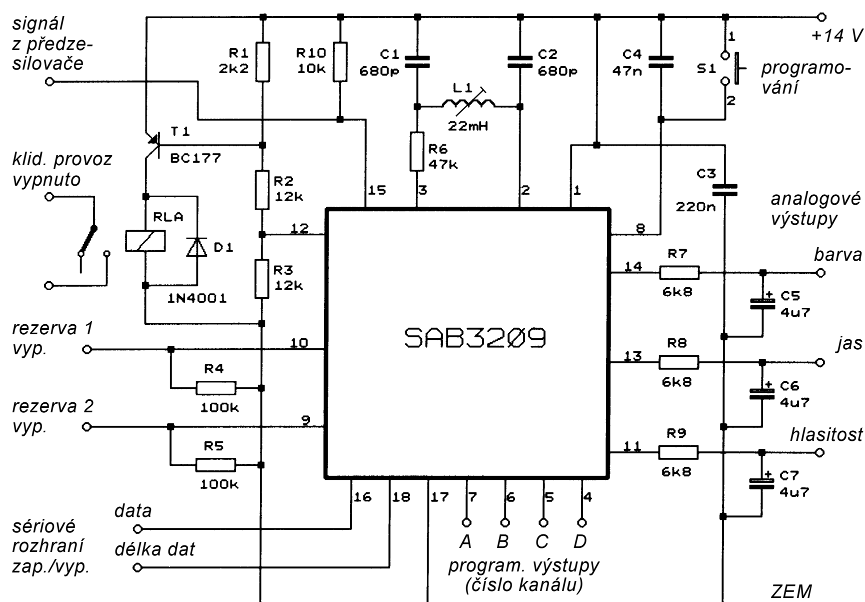
Na vývodech *4* až *7* integrovaného obvodu je k disposici čtyřbitové binární slovo, které binárně vyjadřuje číslo jednoho z šestnácti vnějších kanálů. Tuto binární informaci lze nastavit na vývodech *4* až *7* buď vysílaným signálem, nebo ji lze vložit ručně tlačítkem na vývodu *8*.

Výstupy na vývodech *9*, *10* a *12* jsou jednobitové digitální výstupy, mající stav „log. 1“ nebo „log. 0“ podle kódování vysílaného signálu. Relé RLA je buzeno z vývodu *12* přes tranzistor T1.

Na vývodech 11, 13 a 14 má obvod SAB3209 tři analogové výstupní



Obr. 130. Zapojení vývodů obvodu SAB3209



Obr. 131. Základní aplikační zapojení obvodu SAB3209

signály. Na obr. 131 jsou tyto výstupy označeny jako barva, jas a hlasitost, mohou však být použity k řízení libovolné analogové funkce.

Na každém z analogových výstupů je signál s pravoúhlým průběhem o kmitočtu 1 kHz. Střídu signálu - a tím i střední hodnotu napětí - lze měnit v šedesáti čtyřech diskrétních stupních, odpovídajících kódování vysílaného signálu. Pravoúhlé signály z analogových výstupů obvodu jsou filtrováním dolními propustmi R7, C5, R8, C6 a R9, C7 převedeny na stejnosměrná napětí, která jsou vhodná k řízení útlumových článků, kmitočtových korektorů apod.

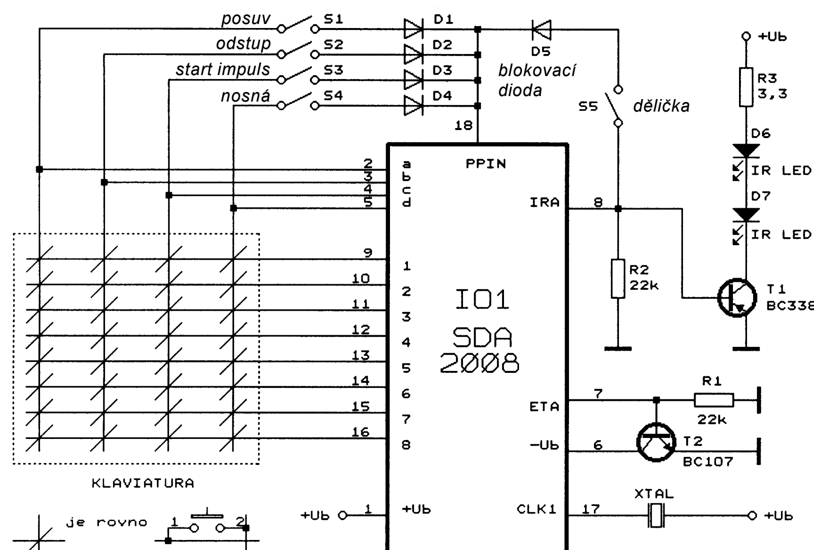
V popsaném systému dálkového ovládání se signál z fotodiody přivádí do obvodu SAB3209 na vývod *15*. Data v sériové podobě však lze do obvodu zavádět také přímo přes sériový interface (na vývody *16* a *18*). Přicházejí-li data současně z IČ fotodiody i přes sériový interface, mají data z interface přednost.

Kodér SDA2008 pro ovládání IČ světlem

Tento obvod je následníkem typu SAB3210, má však navíc tyto vlastnosti:

- Do obvodu je vestavěna dělička 1:8, která umožňuje použít většího kmitočtu hodinového oscilátoru. Laděný obvod *LC* je tak možno nahradit keramickým rezonátorem.
- Funkce „Shift" (= posuv) pro klávesnici. Tato funkce umožňuje každému tlačítku přiřadit dva kódy, takže 32 tlačítky lze vyslat 64 povelů.
- Možnost volit logickou úroveň Start-impulsu, což umožňuje jedním vysílačem ovládat dva přijímače.
- Vnější rezistory řádků a sloupců jsou vynechány.

Základní zapojení obvodu SDA2008 je na obr. 132. Až na jeden vývod je zapojení vývodů totožné s obvodem SAB3210.



Obr. 132. Vysílač dálkového ovládání s obvodem SDA2008

Porovnáme-li zapojení obvodu SDA2008 s podobným zapojením obvodu SAB3210 na obr. 123, je ihned zřejmá úspora vnějších součástek.

Odlišně uspořádán je především oscilátor - stačí zde krystal nebo keramický rezonátor s maximálním kmitočtem 560 kHz, který je připojen mezi vývod *17* a kladný pól napájecího napětí.

Také výstup IRA obvodu SDA2008 může dodat větší proud, takže pro vybuzení vysílací IČ LED postačí jediný tranzistor T1.

Vývod *18* slouží jako programovací vstup pro volbu pěti režimů.

Spínačem S1 se volí „Shift" - přiřazení dalších kódů tlačítkům.

Spínač S2 zmenšuje asi na polovinu opakovací periodu skupin impulsů.

Spínač S3 určuje logickou úroveň start-impulsu.

Spínač S4 vypíná nosný kmitočet, takže impulsy nejsou modulovány. To se používá v případech, kdy povely nejsou přenášeny IČ světlem.

Spínač S5 vyřazuje z činnosti děličku 1:8 a umožňuje použít v oscilátoru obvod *LC*.

Literatura

[1] Firemní literatura Siemens.
[2] Firemní literatura Texas Instruments.
[3] Philips - General purpose linear ICs, Data Handbook, 1992.
[4] Firemní literatura Philips.
[5] Firemní literatura National Semiconductors.
[6] Firemní literatura RCA.
[7] GEC Plessey, IC Handbook, květen 1991.
[8] Philips - Semiconductors for Radio and Audio systems, Data Handbook, 1992.
[9] Samsung - Integrated Circuits Vol. 2 - Audio, 1990.

Popisované obvody a případně i jiné zahraniční polovodičové součástky si můžete objednat na adrese: ELEKO, Z. Kotisa, Pellicova 57, 602 00 Brno, ČR. Informace na tel. 05/43239435.

Dále jsou uvedeny aktuální ceny obvodů. Skutečné ceny se však mohou od těchto cen mírně lišit podle změn devizového kursu.

SAB0529	380,- Kč
TL497	69,- Kč
SAA1027	199,- Kč
LM3900N	47,- Kč
CA3080E	49,- Kč
SL1640C	142,- Kč
NE602AN	109,- Kč
NE604N (NE614N)	149,- Kč
ZN416E	124,- Kč
NE5044N	250,- Kč
KA2181 (μPC1373HA)	51,- Kč
SAB3210	98,- Kč
SAB3209	98,- Kč
SDA2008	122,- Kč

Inovovaná verze hifi zesilovače 2x 40 W

Ing. Zdeněk Zátopek

Na stránkách Praktické elektroniky byl v číslech 9 a 10/1998 otištěn návod na stavbu nízkofrekvenčního hifi zesilovače 2x 40 W s integrovanými obvody TDA1514A a TDA4292, který vzbudil velký ohlas.

Mnoho čtenářů se na mě obrací s prosbou, abych jim dodal elektronické součástky, a to převážně integrované obvody TDA1514A, TDA1029 a nejvíce TDA4292.

Nemohu tomu uvěřit, že tolik firem, obchodujících s elektronickými součástkami, má zřejmě problémy se zajišťováním integrovaných obvodů pro radioamatéry. Proto jsem začal sám studovat nejrůznější ceníkové nabídky a s hrůzou jsem zjistil, že jen dvě firmy v ČR nabízejí obvod TDA4292, a to ještě jedna obchodní společnost za cenu, která neodpovídá vlastnostem obvodu.

Abych vyhověl všem těm čtenářům, kteří se již vzdali naděje na získání obvodu TDA4292, předkládám inovovanou variantu zesilovače 2x 40 W s podstatně dostupnějším korekčním zesilovačem LM1036N. Tento korekční zesilovač je navíc podle mých měření z hlediska šumu lepší než nedostatkový TDA4292.

Pro odstranění handicapu korekčního zesilovače LM1036N, kterým je absence funkce WIDE (rozšíření stereofonní báze), bylo do konstrukce přidáno několik součástek, které funkci WIDE doplní.

Nový zesilovač byl oproti původní konstrukci zjednodušen sloučením elektronických ochran reproduktorů do jediného obvodu s jedním relé.

Dále chci radioamatérským kolegům na Slovensku s politováním sdělit, že není v mých silách uvedené součástky nebo stavebnice jim zasílat. Pokud se v nejbližším období objeví společnost, která bude ochotna oficiálně spolupracovat, a ne zasílat tyto stavebnice bez souhlasu autora jako svůj nápad a produkt, budu prostřednictvím časopisu Prakická elektronika všechny urychleně informovat.

Několik poznámek k původní variantě zesilovače z [1]

Indikátor vybuzení

V indikátoru vybuzení je možno použít LED v libovolné barevné kombinaci. Tké lze použít LED s malým příkonem s pracovním proudem 2 mA. Pro tento malý proud změňte odpor rezistorů R20 a R40 na 1,8 kΩ.

Plastový stabilizátor IO3 lze použít i typu 7805. V každém případě doporučuji chladit stabilizátor malým chladičem typu DO2.

Rezistor R11 zmenšuje tepelné namáhání stabilizátoru IO3. Odpor rezistoru R11 se volí v rozsahu 22 až 47 Ω, zatižitelnost R11 je 2 W. Při použití LED s malým příkonem lze R11 vypustit a nahradit ho propojkou.

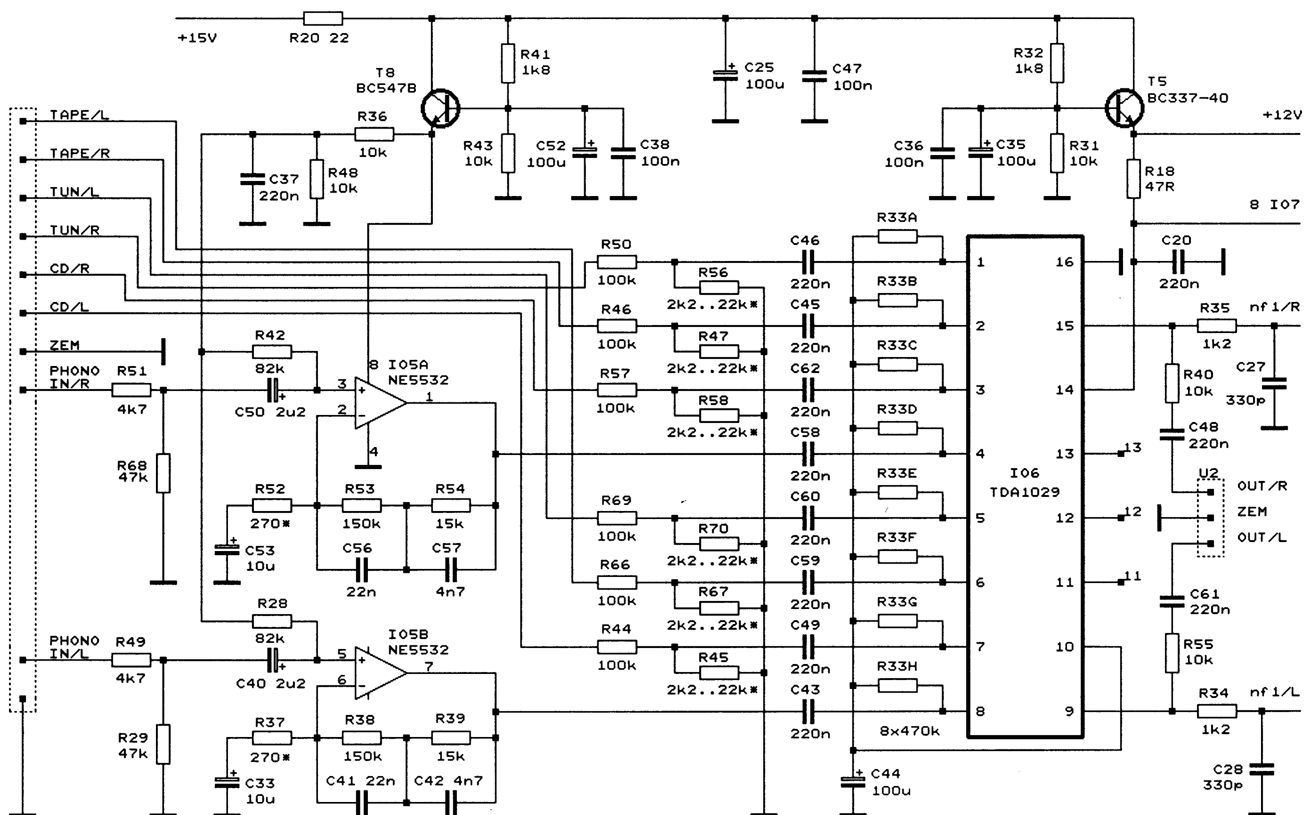
Diody D1, D2, D3, D21, D22 a D23 jsou univerzální křemíkové diody. Bez problémů je lze nahradit typy KA222, KA 206 apod.

IO1 můžete nahradit typy LM1458, TL062, TL072, TL082, B062, B072, B082 nebo NE5532. Typ MA1458 je cenově nejvhodnější.

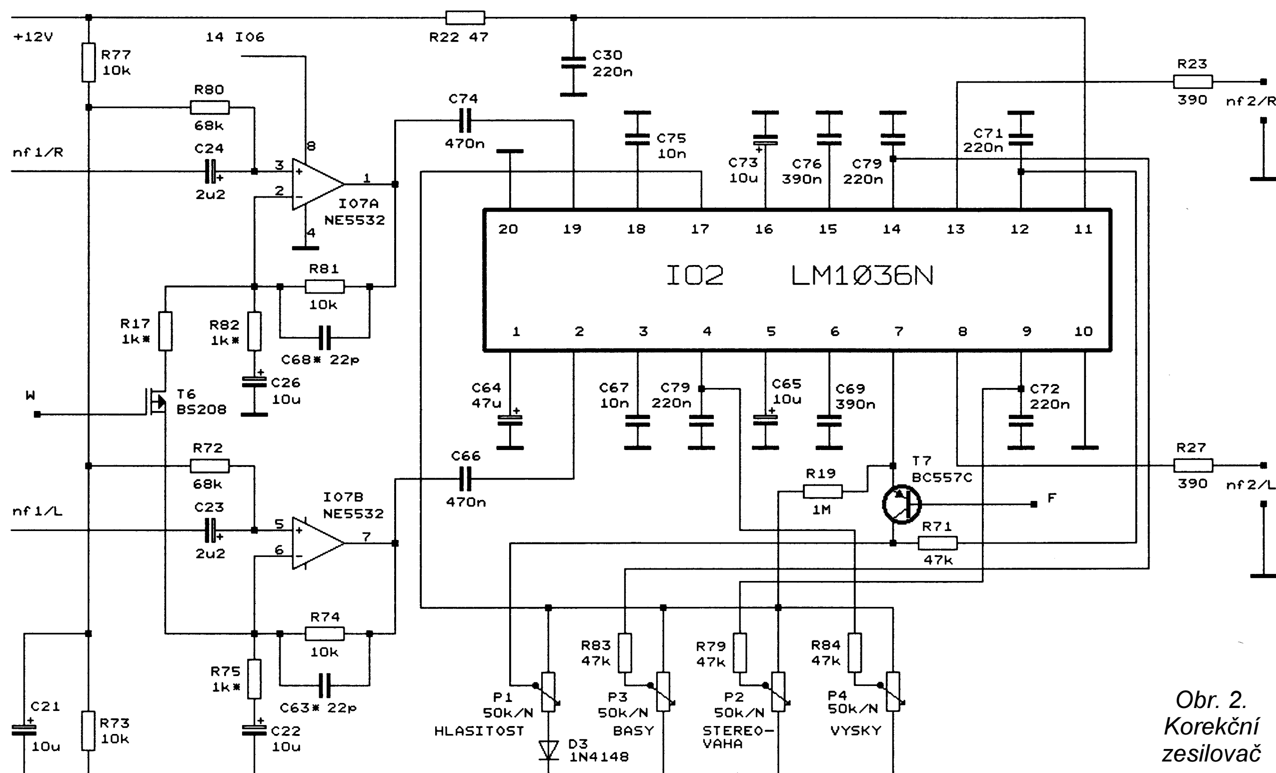
Indikátor vybuzení se napájí napětím v rozmezí ±10 až ±15 V podle použitých Zenerových diod ZD1 a ZD2.

Přepínač vstupů a korekční zesilovač

Tranzistor T5 je tranzistor NPN typu BC337-40 nebo KF506 až KF508. V rozpisce a na schématu v [1] je chybně uveden typ BC327-40.



Obr. 1. Přepínač vstupů



Obr. 2. Korekční zesilovač

Korekční zesilovač pro magnetodynamickou přenosku je vhodné osadit operačním zesilovačem typu NE5532AP. Lze použít i obvody OP07, TL072 a v krajním případě i LM1458.

Potenciometry P651 až P654 mohou mít odpor 10 až 50 kΩ a jsou lineární (N).

Změnou kapacit fóliových kondenzátorů C654 a C674 v rozsahu 47 až 100 nF se mění regulační rozsah hloubek, změnou kapacit fóliových kondenzátorů C656 a C676 v rozsahu 2,2 až 4,7 nF se mění regulační rozsah výšek, změnou kapacit fóliových kondenzátorů C659 a C679 v rozsahu 12 až 47 nF se mění rozsah funkce WIDE. Kapacita fóliových kondenzátorů C529, C530, C549 a C550 ovlivňuje rozsah fyziologického průběhu regulace. Keramické kondenzátory C635 a C655 není nutno při zesílení 10 v mnoha případech používat.

Na místo rezistoru R661 doporučuji použít diodu 1N4148, jejíž katoda se připojí na ZEM (GND) a anoda na levý vývod potenciometru P651.

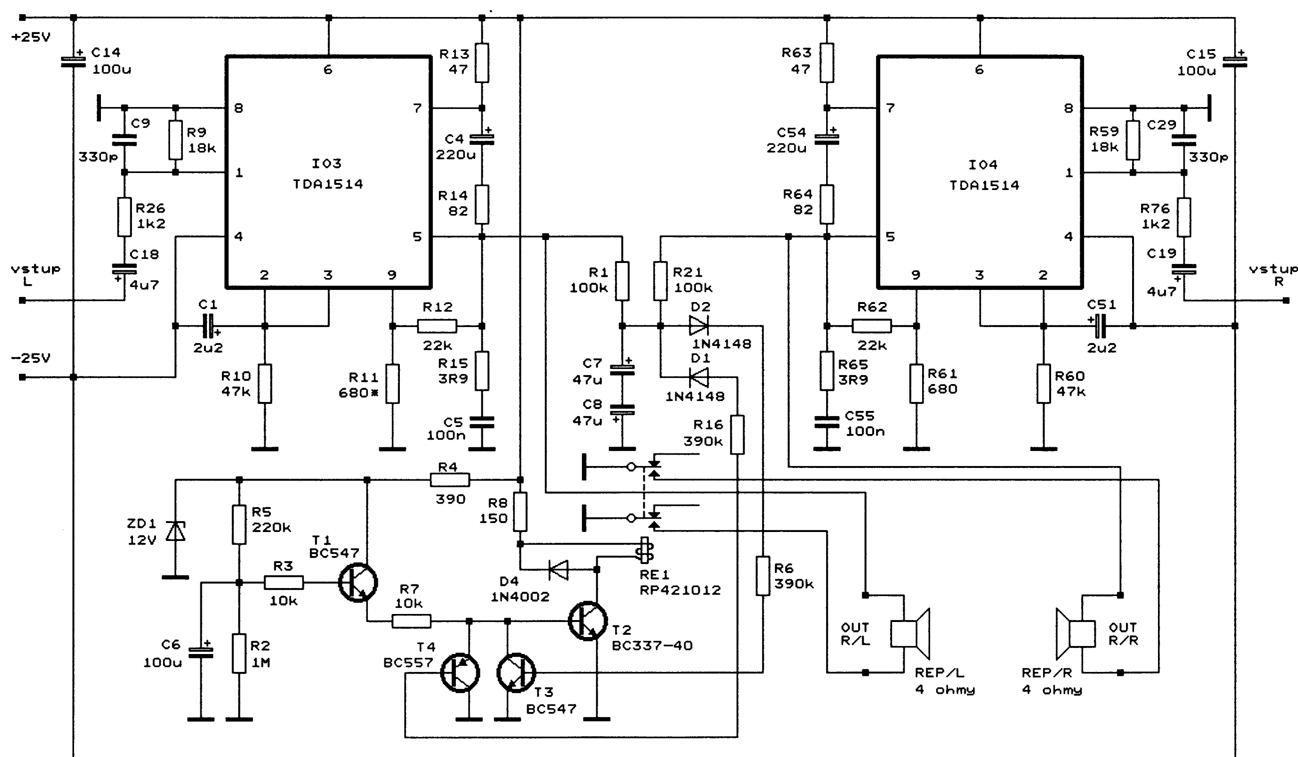
Tranzistory T6 a T7 typu KC239B doporučuji nahradit typem BC557C.

Rezistory R19 a R22 neosazujte.

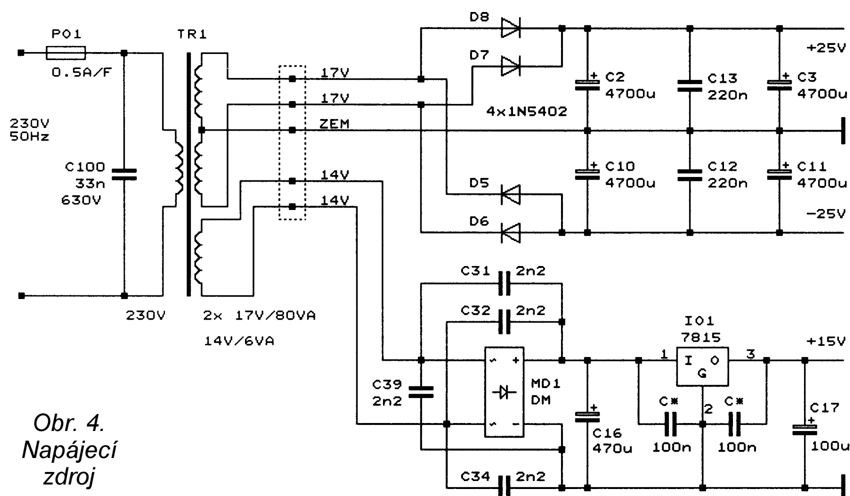
Elektronický přepínač funkcí

Odpor rezistorů R20 a R21 změňte na 100 kΩ a připojte je na kolektory tranzistorů T5 a T6. Tranzistory T7 a T8 neosazujte.

LED D7 až D12 můžete použít i pro pracovní proud 15 mA. Pak jen změňte odpory rezistorů R6, R8, R10, R12, R17 a R18 na 680 Ω.



Obr. 3. Výkonový zesilovač



Obr. 4. Napájecí zdroj

Tranzistory KC238C můžete nahradit typem BC547B (C) a diody KA222 typem KA206 nebo 1N4148.

Popis inovovaného zesilovače

Nový zesilovač má velmi podobné parametry jako původní zesilovač popsaný v [1], oproti původnímu zesilovači má však menší šum.

Hlavní změna spočívá v nahrazení „nedostatkového" obvodu TDA4292 pro korekční zesilovač podstatně dostupnějším obvodem LM1036N. Dále byl zjednodušen výkonový zesilovač sloučením elektronických ochran reproduktorů do jediného obvodu s jedním relé.

I když se zapojení původního a nového zesilovače příliš neliší, má nový zesilovač jinak očíslované součástky a nové desky s plošnými spoji. Proto jsou v tomto článku uvedeny všechny potřebné obrázky a nové rozpisky součástek.

Popis funkce nového zesilovače je však v tomto článku zjednodušen, protože téměř odpovídá popisu v [1]. Zde budou popsány především změny v zapojení.

Zapojení zesilovače se skládá z bloků přepínače vstupů (obr. 1), korekčního zesilovače (obr. 2), výkonového zesilovače (obr. 3), napájecího zdroje (obr. 4) a přepínače funkcí (obr. 7). Zesilovač může být doplněn indikátorem vybuzení, který je popsán v [1] a není zde uveden.

Všechny stupně zesilovače a napájecí zdroj (bez transformátoru) jsou umístěny na jedné desce s plošnými spoji (obr. 5 a obr. 6), přepínač funkcí je na zvláštní desce (obr. 8 a obr. 9).

Pořadí následujícího popisu odpovídá tomu, jak by měla postupovat stavba zesilovače, aby bylo oživování obvodů co nejsnadnější.

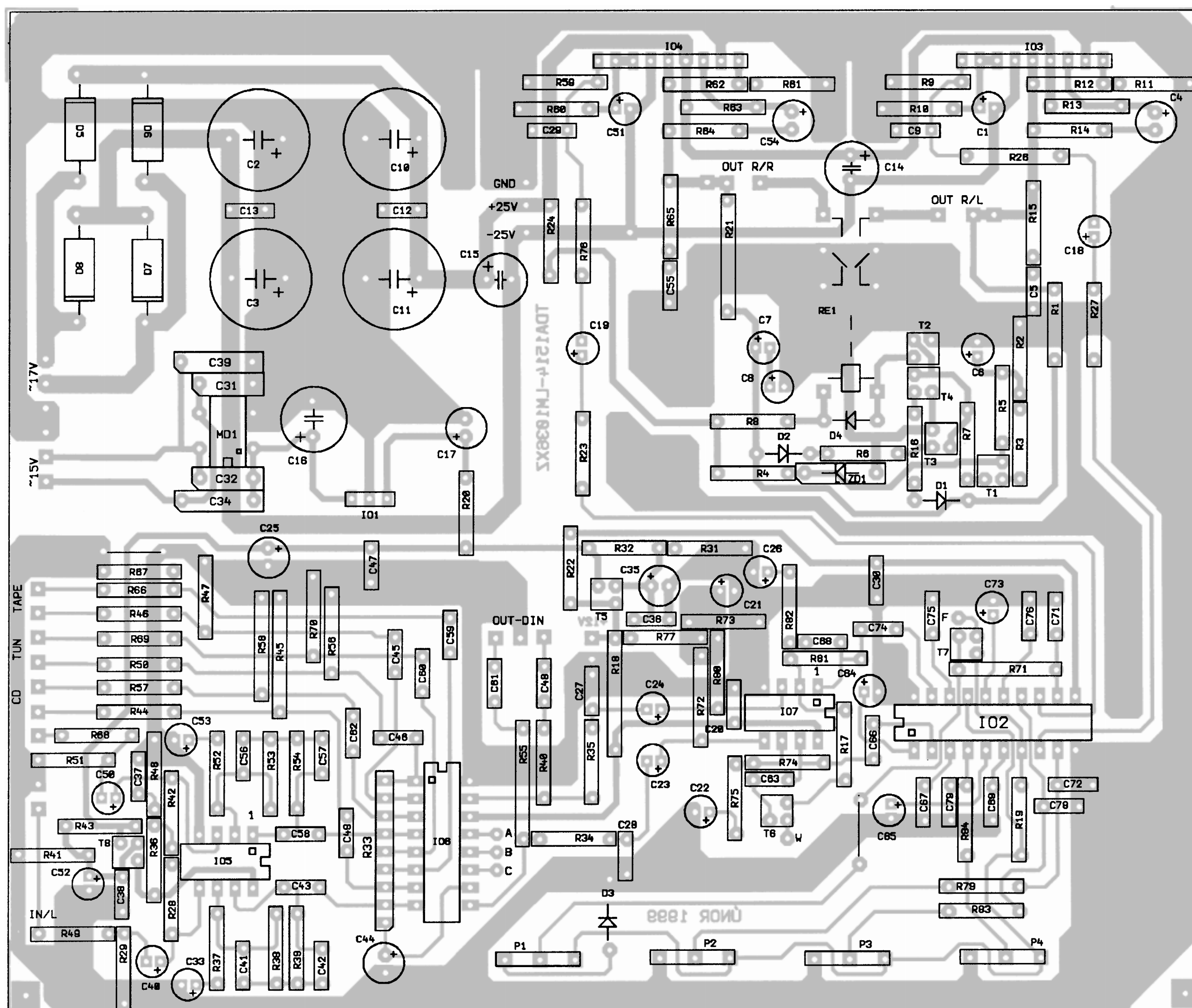
TDA1514-LM1036XZ

+12V

ÚNOR 1999

170,00 MM FORMICA 4.2

Obr. 5. Obrazec plošných spojů zesilovače



Obr. 6. Rozmístění součástek zesilovače na desce s plošnými spoji. Místo R51 má být R68, místo R68 má být R51

Zapojení napájecího zdroje je na obr. 4. Síťové napětí 230 V/50 Hz je přiváděno přes kolébkový vypínač s integrovanou zelenou LED a přes pojistkový držák Remos s pojistkou PO1 na primární vinutí toroidního síťového transformátoru TR1. Ze sekundárních vinutí TR1 je napájen výkonový usměrňovač, který dodává nestabilizovaná napětí asi ±25 V/80 VA a pomocný usměrňovač, který poskytuje stabilizované napětí +15 V/7 VA.

V pomocném usměrňovači bylo nově použito můstkové usměrnění, které zjednodušuje vinutí TR1.

Součástky napájecího zdroje osazujeme na desku s plošnými spoji podle obr. 6. K osazenému zdroji připojíme střídavé napětí a oživíme ho. Před dalším osazováním nesmíme zapomenout vybít vyhlazovací kondenzátory zdroje.

Zapojení výkonového zesilovače je na obr. 3. Nf signál je zesilován integrovanými výkonovými zesilovači IO3 a IO4 typu TDA1514. Signál se přivádí na jejich vstupy *1* a odebírá z výstupů *5*. Napěťové zesílení každého zesilovače je určeno poměrem odporů rezistorů *R12/R11* (*R62/R61*). Integrované obvody jsou doplněny součástkami pro nastavení pracovního bodu, blokování proti vf zákmitům a úpravu kmitočtové charakteristiky. Proti ohrožení reproduktorů stejnosměrným napětím je použit elektronický ochranný obvod, který ovládá relé RE1, přes jehož kontakty se vede nf signál z výstupů integrovaných obvodů na vývody desky zesilovače.

Napájení ochrany je odvozeno z kladného napájecího napětí +25 V a je stabilizováno Zenerovou diodou ZD1 na velikost asi 12 V. Při zapnutí napájení se pomalu nabíjí C6 přes R5 a tím se zpozdí připojení reproduktorů k zesilovači (přítah RE1) asi o 3 s od zapnutí napájení. Kapacitou C6 lze zpoždění měnit.

Výstupní napětí z IO3 a IO4 se vede do ochranného obvodu přes rezistory R1 a R21, které obě napětí slučují. Střídavá složka výstupních napětí je odfiltrována bipolárním kondenzátorem C7, C8. Poruchová stejnosměrná složka výstupního napětí sepne podle své polarity přes D1 nebo D2 tranzistor T4 nebo T3. Tím se vypne tranzistor T2, odpadne relé RE1 a oba reproduktory se odpojí od zesilovače. Teprve za dobu, danou časovou konstantou *R1 (R21)*, *C7* a *C8,* se reproduktory opětovně připojí k zesilovači.

Po osazení součástek obou kanálů výkonového zesilovače obvody oživíme (IO3 a IO4 připevníme na chladiče!). Asi po 3 s od zapnutí napájení by měl být klidový proud v obou větvích napájení asi 100 mA a mělo by sepnout RE1. Výstupní stejnosměrné napětí zesilovače smí být maximálně 20 mV. Po dotyku prstu na vstup zesilovače by měl být v reproduktorech slyšet síťový brum, na důkaz, že zesilovače pracují.

Schéma korekčního zesilovače je na obr. 2. V korekčním zesilovači nového zesilovače je využit obvod LM1036N (na rozdíl od méně dostupného TDA4292, použitého v původním zesilovači). Před zavedením do LM1036N je nf signál předzesílen operačním zesilovačem IO7 typu NE5532.

Všechny parametry korekčního zesilovače se ovládají stejnosměrnými napětími z potenciometrů P1 až P4. Rozsah ovládání hlasitosti je upraven diodou D3, která je lepší než rezistor R661 v původním zesilovači.

Protože LM1036 nemá funkcí WIDE (rozšíření stereofonní báze), byla tato funkce zajištěna propojením vhodných bodů předzesilovače rezistorem R17 přes spínací tranzistor T6 (PMOS). Hradlo tranzistoru T6 se ovládá přes přívod *W*.

Fyziologická regulace hlasitosti se zapíná tranzistorem T7 přes vývod *F*.

Po osazení korekčního zesilovače zapneme napájení a zkontrolujeme průchod signálu zesilovačem.

Zapojení přepínače vstupů je na obr. 1. Vstupy TAPE (magnetofon), TUN (rádio), CD (kompaktní disk) a PHONO (gramofon) se přepínají uzemňováním vývodů *11*, *12* a *13* obvodu TDA1029.

Signál z magnetodynamické přenosky gramofonu je kmitočtově korigován operačním zesilovačem IO5.

Výstup přepínče je také vyveden přes svorkovnici U2 na konektor DIN pro další využití.

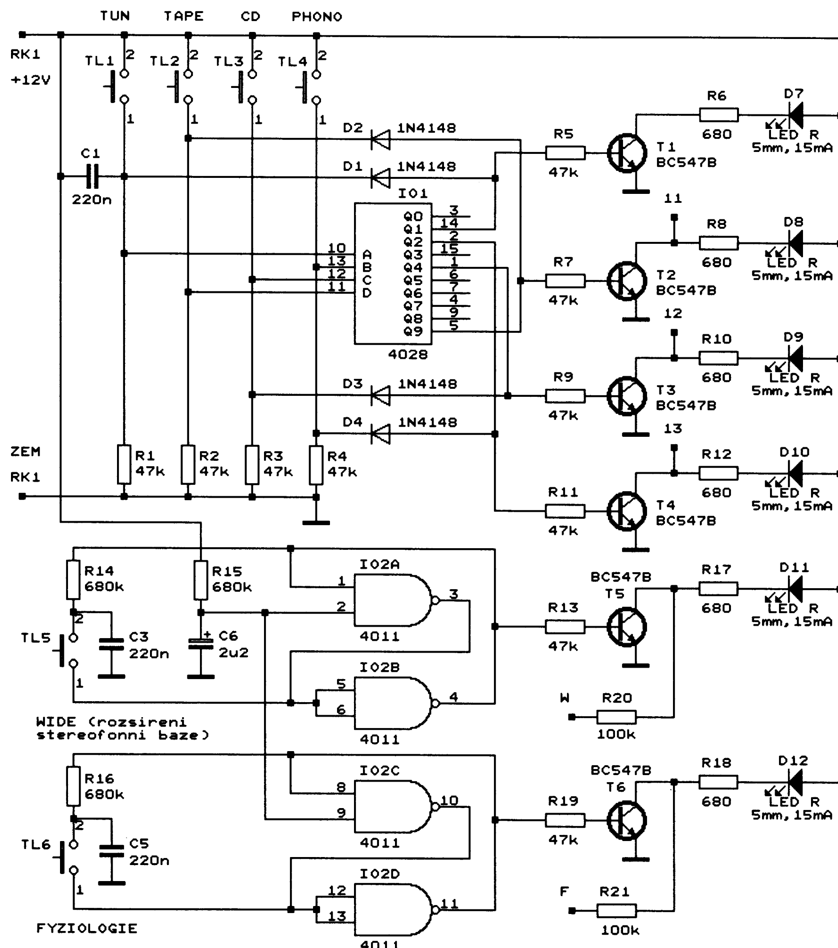
Po celkovém osazení desky zkon–trolujeme stejnosměrná napětí na výstupech všech IO, která by měla být asi 5,9 až 6,1 V (s výjimkou IO3, IO4!). Pak celý zesilovač vyzkoušíme hudebním signálem.

Binární ovládací signály pro přepínač vstupů a korekční zesilovač dodává přepínač funkcí. Schéma přepínače funkcí je na obr. 7.

K přepínání vstupů zesilovače slouží tlačítka TL1 až TL4. Jako paměť zvoleného vstupu slouží dekadicý dekodér BCD CMOS 4028 (IO1), který s diodami D1 až D4 pracuje jako čtyřstavový klopný obvod. Ovládací signály 11, 12 a 13 se odebírají z kolektorů tranzistorů T1 až T4, zvolený vstup je indikován LED D7 až D10.

K ovládání funkcí WIDE a FYZIOLOGIE slouží tlačítka TL5 a TL6 a klopné obvody z hradel CMOS 4011 (IO2). Ovládací signály se odebírají z vývodů W a F a funkce jsou indikovany LED D11 a D12. Inicializační obvod s R15 a C6 při zapnutí napájení aktivizuje funkce WIDE a FYZIOLOGIE a C1 předvoluje vstup TUNER.

Součástky přepínače funkcí osadíme podle obr. 9 na desku a obvod oživíme a vyzkoušíme. Napájecí napětí +12 V pro přepínač funkcí se odebírá



Obr. 7. Přepínač funkcí

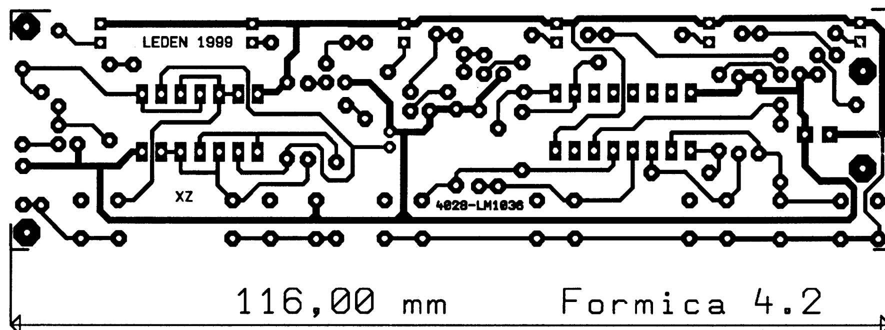
ze základní desky zesilovače z vývodu spojeného s emitorem T5.

Závěr

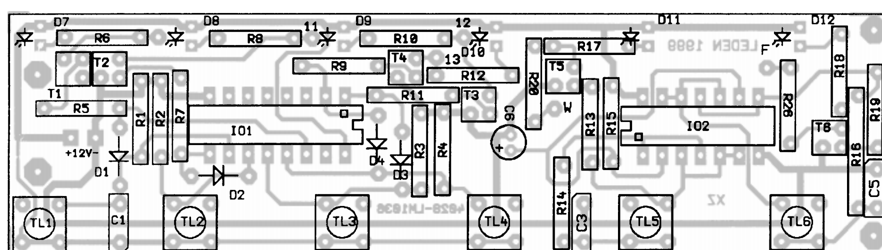
Zhotovení přístroje trvá asi 8 hodin Nezapomeňte do desky s plošnými spoji vložit a zapájet drátové propojky, které je možno nahradit rezistory s nulovým odporem.

Po zapojení a oživení všechny desky propojíme a zesilovač celkově vyzkoušíme.

Závěrem lze konstatovat, že stavebnice při pečlivé práci nemá žádné záludnosti spojené s osazováním a celkovým oživováním. Je nutno dodržet pouze několik obecných zásad, jako je kontrola plošného spoje (přerušení, trhliny a nebo měděné můstky) a pájení mikropáječkou s elektronic–kým řízením teploty (v nouzi postačí i pistolová páječka) a celkový výsledek s věrností přehrávaného zvuku a komfortu obsluhy zesilovače se zaručeně dostaví.



Obr. 8. Obrazec plošných spojů přepínače funkcí



Obr. 9. Rozmístění součástek přepínače funkcí. Místo R26 má být správně R21

Literatura

[1] *Zátopek, Z.:* Nízkofrekvenční hifi zesilovač 2x 40 W. Praktická elektronika, č. 9 a 10/1998.

[2] National Semiconductor: aplikační zapojení IC master.

[3] Philips: aplikační zapojení Power master.

[4] Katalog Philips: Car and Audio Power, 1996.

[5] Motorola: aplikační zapojení CMOS.

[6] Katalogy GM electronic, Hadex, Phobos Ostrava: polovodiče a pasivní součástky.

[7] Amatérské rádio, řada A, ročníky 1996, 1997, 1998.

[8] Praktická elektronika, ročníky 1996, 1997, 1998.

Seznam součástek

Výkonový zesilovač a napaječ

Rezistory (RR 0,5 W/1 %)

R1, R21	100 kΩ
R2	1 MΩ
R3, R7	10 kΩ
R5	220 kΩ
R6, R16	390 kΩ
R8	150 Ω
R9, R59	18 kΩ
R10, R60	47 kΩ
R11, R61	680 Ω*
R13, R63	47 Ω
R14, R64	82 Ω
R15, R65	3,9 Ω
R26, R76	1,2 kΩ

Kondenzátory

C1, C51	2,2 μF/50 V, SKR
C2, C3, C10, C11	4700 μF/35 (25) V, SKR
C4, C54	220 (100) μF/25 V, SKR
C5, C55	100 nF/63 V, keram.
C6, C17	100 μF/16 V, SKR
C7, C8	47 μF/25 V, SKR
C9, C29	330 pF/100 V, keram.
C14, C15	100 μF/63 V, SKR
C16	470 μF/25 V, SKR
C18, C19	4,7 μF/25 V, SKR
C31, C32, C34, C39	2,2 (1,5 až 3,3) nF/ /40 V, keram.
C100	33 nF/630 V, TC 208

Polovodiče

D1, D2	1N4148
D4	1N4002
D5, D6, D7, D8	1N5402
ZD1	BZX85/10 až 12 V/1,3 W
T1, T3	BC547B (KC239B, KC238B atd.), tranz. NPN
T2	BC337-40 (KF506 až KF508), tranz. NPN
T4	BC557B (KC308 apod.), tranzistor PNP
IO1	LM7815 (MA7815), stabilizátor 15 V/1 A
IO3, IO4	TDA1514A

Ostatní součástky

Chladič	ZH 610
TR1	transformátor toroidní, 230 V//2x 17 V/80 VA, 14 V/7 VA
PO1	trubičková pojistka 5 x 20 mm, 0,5 A/F
RE1	RP421012 (RT424012, Omron, Finder, Siemens), relé 12 V=

distanční sloupky, spojovací materiál, silikonová vazelína, deska s pl. spoji

Přep. vstupů a korekční zesilovač

Rezistory (RR 0,5 W/1 %)

R17, R75, R82	1 kΩ
R18, R22	47 Ω
R19	1 MΩ
R23, R27	390 až 560 Ω
R28, R42	82 kΩ
R29, R68	47 kΩ
R31, R36, R40, R43, R48, R55, R73, R74, R77, R81,	10 kΩ
R32, R41	1,8 kΩ*, nastavení napětí 12 V
R33	220 až 470 kΩ, rezistorová síť
R34, R35	1,2 kΩ
R37, R52	270 Ω
R38, R53	150 kΩ
R39, R54	15 kΩ
R44, R46, R50, R57, R66, R69	100 kΩ
R45, R67, R70, R58, R47, R56	2,2 kΩ až 22 kΩ*, podle výstupního napětí připojeného zařízení
R49, R51	4,7 kΩ (3,9 kΩ)
R71, R79, R83, R84	47 kΩ (27 kΩ až 47 kΩ)
R72, R80	68 kΩ

Kondenzátory

C20, C30, C37 C71, C72, C78, C79	220 nF/40 V, keram.
C22, C26, C33, C53, C65, C73	10 μF/25 V, SKR
C23, C24, C40, C50	2,2 μF/25 V, SKR
C25, C35, C44, C52	100 μF/16 V, SKR
C27, C28	330 pF/100 V, keram.
C36, C38, C47	100 nF/40 V, keram.
C41, C56,	22 nF, TC 351, 5 %
C42, C57	4,7 nF, TC 351, 5 %
C43, C45, C46, C48, C49, C58, C59, C60, C61, C62	220 nF, TC 350, fóliový
C63, C68	22 pF/40 V, keram.
C66, C74	470 nF, TC 350, fóliový
C67, C75	10 nF, TC 351, nastavení výšek
C69, C76	390 nF, TC 350, fóliový, nastavení hloubek

Polovodiče

D3	1N4148
T5	BC337-40, tranz. npn
T6	BS208
T7	BC557C (KC308C), tranzistor PNP
T8	BC547B (KC238C), tranzistor NPN
IO2	LM1036N (LM1035)
IO5	NE5532AN (NE5532A, TL072, B072)
IO6	TDA1029
IO7	NE5532A (TL072)

Ostatní součástky

P1, P2, P3, P4	50 kΩ (25 kΩ až 100 kΩ)/ /N-32b, TP 160A,

Elektronický přepínač funkcí

Rezistory (RR 0,5 W/1 %)

R1, R2, R3, R4, R5, R7, R9, R11, R13, R19	47 až 56 kΩ
R6, R8, R10, R12, R17, R18	680 Ω
R14, R15, R16	680 kΩ
R20, R21	100 kΩ

Kondenzátory

C1, C3, C5	220 nF/40 V, keram.
C6	2,2 μF/100 V, SKR

Polovodiče

D1, D2, D3, D4	1N4148 (KA206, KA222)
D7, D8, D9, D10, D11, D12	LED červ. (zel., žl.), 5 mm
T1, T2, T3, T4, T5, T6	BC547B, tranz. NPN
IO1	CMOS 4028
IO2	CMOS 4011

Ostatní součástky

TL1 až TL6	mikrotlačítka

deska s pl. spoji, propojovací kablík

Stavebnice popsaného zesilovače včetně indikátoru vybuzení bez transformátoru a chladiče stojí 2450,- Kč + poštovné a balné 98,- Kč, stavebnice s toroidním transformátorem stojí 3000,- Kč + poštovné a balné, stavebnice s transformátorem a s chladičem stojí 3200,- Kč + poštovné a balné.

Písemné objednávky zasílejte na adresu: Zátopková Marie, Pionýrů 828/2, 708 00 Ostrava-Poruba. Stavebnice se zasílají na dobírku, dodací lhůta je 3 až 4 týdny! Telefonické dotazy po 17 hodině na tel./ /fax: 069/6628184.